E. CEANGĂ A. SAIMAC E. BANU

# ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ

EDITURA DIDACTICĂ ŞI PEDAGOGICĂ
BUCUREŞTI — 1981

Referent științific: conf. dr. ing. M. DRĂGULINESCU

Redactor: ing. MARIA BELURI
Tehnoredactor: T. BĂLĂIȚĂ
Grafician: N. SÎRBU

*Plan editură: 9066. Coli de tipar: 25,5. Bun de tipar: 23.10.1981.*

Tiparul executat sub comanda nr. 442 la Întreprinderea poligrafică „13 Decembrie 1918", str. Grigore Alexandrescu nr. 89-97 București, Republica Socialistă România

# *PREFAȚĂ*

*Lucrarea „Electronică industrială" prezintă principalele noțiuni necesare înțelegerii funcționării dispozitivelor și circuitelor electronice industriale.*

*În selectarea și prezentarea materialului s-a acordat prioritate aspectelor fenomenologice din dispozitivele electronice de circuit și caracteristicilor acestora. De asemenea, ținînd cont de implicațiile electronicii de putere în realizarea echipamentelor electromecanice reglabile, s-a acordat atenție prezentării noțiunilor de bază din domeniul mutatoarelor.*

*Pe lîngă circuitele electronice de bază, cum sînt: amplificatoare, oscilatoare, circuite de impulsuri, circuite logice, stabilizatoare, în lucrare s-au introdus unele noțiuni fundamentale privind circuitele de calcul analogice și numerice. Aceste circuite sînt prezentate și sub aspectul utilizării lor în instalațiile pentru conducerea proceselor industriale.*

*Lucrarea este destinată studenților specializării de Electromecanică tehnologică — subingineri, fiind utilă și studenților altor specializări din profilul electric și mecanic. Ea a fost elaborată după cum urmează:*

*— prof. dr. ing. Emil Ceangă: capitolele* 1, 2 *(cu excepția paragrafului* 2.2*), cap.* 3 *(comun),* 6, *paragrafele:* 8.1, 8.2, 9.2, 9.3*;*

*— prof. dr. ing. Anton Saimac: capitolele* 3 *(comun),* 4, 5 *și* 7*;*

*— șef lucrări ing. Emilian Banu: paragrafele* 2.2, *cap.* 3 *(comun),* 8.3, 8.4, 9.1 *și* 9.4.

AUTORII

# CUPRINSUL


Prefață ..... 3

Cap. 1. **Dispozitive semiconductoare** ..... 9

1.1. Noțiuni privind conducția electrică în semiconductoare ..... 9

1.2. Joncțiunea *pn* ..... 12
1.2.1. Procese fizice în joncțiunea *pn* ..... 12
1.2.2. Caracteristica statică a joncțiunii *pn* ..... 16
1.2.3. Comportarea joncțiunii *pn* în regim variabil la semnale mici ..... 17

1.3. Tipuri de diode semiconductoare ..... 19

1.4. Tranzistoare bipolare și unipolare ..... 22
1.4.1. Tranzistorul ca element comandat prin semnal ..... 22
1.4.2. Structura fizică și funcționarea tranzistorului bipolar ..... 22
1.4.3. Caracteristicile statice ale tranzistorului bipolar ..... 25
1.4.4. Limitări în funcționarea tranzistoarelor ..... 29
1.4.5. Influența temperaturii asupra caracteristicilor statice ale tranzistorului 32
1.4.6. Stabilirea punctului static de funcționare al tranzistorului ..... 33
1.4.7. Scheme pentru insensibilizarea punctului static de funcționare cu temperatura ..... 36
1.4.8. Regimul dinamic la semnal mic al tranzistorului bipolar ..... 40
1.4.9. Tranzistorul bipolar în regim de comutație ..... 56

1.5. Tranzistoare unipolare ..... 58
1.5.1. Generalități ..... 58
1.5.2. Tranzistoare cu efect de cîmp, cu joncțiune (TEC-J) ..... 59
1.5.3. Tranzistoare cu efect de cîmp, cu grilă izolată (TEC-MOS) ..... 64
1.5.4. Regimul dinamic al tranzistoarelor unipolare ..... 67

1.6. Dispozitive semiconductoare multijoncțiune ..... 69
1.6.1. Dioda *pnpn* ..... 69
1.6.2. Tiristorul ..... 71
1.6.3. Triacul și diacul ..... 77

1.7. Dispozitive optoelectronice ..... 78
1.7.1. Generalități ..... 78
1.7.2. Tuburi fotoelectrice cu vid și cu gaz ..... 78
1.7.3. Dispozitive semiconductoare optoelectronice ..... 79

1.8. Alte dispozitive semiconductoare ..... 83
1.8.1. Tranzistorul unijoncțiune ..... 83
1.8.2. Termistorul și varistorul ..... 84

1.9. Noțiuni privind tehnologia dispozitivelor semiconductoare ..... 85
1.9.1. Procedee tehnologice în realizarea dispozitivelor semiconductoare ..... 85
1.9.2. Noțiuni privind tehnologia circuitelor integrate ..... 88

Cap. 2. **Mutatoare** ..... 90

2.1. Noțiuni generale ..... 90

2.2. Redresoare monofazate ..... 92
2.2.1. Schema bloc a unui redresor de mică putere ..... 92
2.2.2. Redresoare monofazate monoalternanță cu sarcină rezistivă ..... 92
2.2.3. Redresoare dublă alternanță cu sarcină rezistivă ..... 95
2.2.4. Filtrarea tensiunii redresate ..... 96
2.2.5. Redresoare cu multiplicarea tensiunii ..... 103
2.2.6. Parametrii redresoarelor de mică putere ..... 104

2.3. Mutatoare cu comutație naturală ..... 104
2.3.1. Introducere ..... 104
2.3.2. Redresoare polifazate ideale ..... 105
2.3.3. Comutația în redresoarele polifazate reale ..... 121
2.4. Mutatoare cu comutație forțată externă ..... 125
2.4.1. Introducere ..... 125
2.4.1. Comanda pe grilă în redresoarele monofazate ..... 125
2.4.3. Mutatoare cu 3 pulsuri ..... 128
2.4.4. Mutatoare cu 6 pulsuri ..... 142
2.4.5. Mutatoare cu 12 pulsuri ..... 147
2.4.6. Mutatoare cu 2 pulsuri ..... 148
2.4.7. Tipuri de mutatoare cu comutație forțată externă ..... 151
2.5. Mutatoare cu comutație proprie ..... 160
2.5.1. Noțiuni generale ..... 160
2.5.2. Variatoare de curent continuu ..... 161
2.5.3. Invertoare cu comutație proprie ..... 167
2.6. Mutatoare fără comutație ..... 176

**Cap. 3. Amplificatoare electronice** ..... 178
3.1. Noțiuni generale ..... 178
3.1.1. Parametrii și caracteristicile amplificatoarelor ..... 178
3.1.2. Clasificarea amplificatoarelor electronice ..... 184
3.2. Amplificatoare de curent alternativ ..... 186
3.2.1. Schema bloc a amplificatorului ..... 186
3.2.2. Amplificatoare de tensiune ..... 186
3.2.3. Amplificatoare de putere ..... 209
3.3. Amplificatoare de curent continuu ..... 218
3.3.1. Noțiuni generale. Deriva amplificatorului ..... 218
3.3.2. Amplificatoare diferențiale ..... 219
3.3.3. Amplificatoare cu modulare-demodulare ..... 228
3.4. Reacția negativă în amplificatoare ..... 234
3.4.1. Definirea reacției la amplificatoare ..... 234
3.4.2. Efectele reacției negative ..... 236
3.4.3. Tipuri de reacție negativă în amplificatoare ..... 239
3.4.4. Influența reacției negative asupra impedanței de intrare ..... 241
3.4.5. Influența reacției negative asupra impedanței de ieșire ..... 242
3.4.6. Scheme de amplificare cu reacție locală ..... 243
3.4.7. Amplificatoare cu reacție negativă globală ..... 246

**Cap. 4. Oscilatoare electronice sinusoidale** ..... 248
4.1. Generalități ..... 248
4.2. Oscilatoare cu rezistență dinamică negativă ..... 248
4.3. Oscilatoare cu reacție ..... 251
4.3.1. Amorsarea oscilațiilor și limitarea amplitudinii de oscilație ..... 251
4.3.2. Oscilatoare LC ..... 253
4.3.3. Oscilatoare RC ..... 260
4.3.4. Oscilatoare cu cuarț ..... 273

**Cap. 5. Circuite de impulsuri** ..... 277
5.1. Generalități. Clasificarea circuitelor de impulsuri ..... 277
5.2. Circuite liniare de formare ..... 278
5.2.1. Circuite de derivare ..... 278
5.2.2. Circuite de integrare ..... 279

5.3. Circuite neliniare de formare ..... 280
5.3.1. Circuite de formare cu diode ..... 280
5.3.2. Formatoare cu amplificatoare ..... 282
5.4. Circuite basculante ..... 285
5.4.1. Caracteristici de transfer de tip histerezis ..... 285
5.4.2. Circuitul basculant bistabil ..... 286
5.4.3. Circuitul basculant Schmitt ..... 290
5.4.4. Circuitul basculant monostabil ..... 292
5.4.5. Circuitul basculant astabil ..... 293
5.5. Generatoare de tensiune liniar variabilă ..... 295
5.5.1. Generalități ..... 295
5.5.2. Generatoare de tensiune liniar variabilă cu generator de curent ..... 296
5.5.3. Generatoare de tensiune liniar variabilă cu reacție pozitivă ..... 297
5.5.4. Generatoare de tensiune liniar variabilă cu reacție negativă ..... 298
5.6. Generatoare cu autoblocare ..... 299
5.6.1. Generalități ..... 299
5.6.2. Generatoare cu autoblocare în regim astabil ..... 299
5.6.3. Generatoare cu autoblocare în regim monostabil ..... 301

Cap. 6. **Circuite logice** ..... 303
6.1. Funcții logice elementare ..... 303
6.2. Relații fundamentale în algebra logicii ..... 305
6.3. Realizarea funcțiilor logice elementare cu dispozitive electronice. Circuite logice 306
6.4. Circuite logice combinaționale ..... 312
6.4.1. Noțiuni generale ..... 312
6.4.2. Analiza circuitelor logice combinaționale ..... 313
6.4.3. Formele canonice ale funcțiilor logice ..... 315
6.4.4. Sinteza circuitelor logice combinaționale ..... 317
6.5. Circuite logice secvențiale ..... 321
6.5.1. Noțiuni generale ..... 321
6.5.2. Noțiuni privind sinteza circuitelor logice secvențiale ..... 324
6.5.3. Circuite secvențiale elementare ..... 327
6.5.4. Numărătoare electronice și decodificatoare ..... 332
6.5.5. Registre ..... 336

Cap. 7. **Stabilizatoare electronice** ..... 337
7.1. Noțiuni generale. Parametrii stabilizatoarelor ..... 337
7.2. Stabilizatoare parametrice ..... 339
7.3. Stabilizatoare cu reacție ..... 342
7.5.1. Stabilizatoare cu elemente de control derivație ..... 343
7.3.2. Stabilizatoare cu elemente de control serie, fără amplificator de eroare 343
7.3.3. Stabilizatoare cu elemente de control serie, cu amplificatoare de eroare .... 345
7.3.4. Stabilizatoare cu ECS autoprotejate ..... 350
7.3.5. Stabilizatoare de tensiune și curent ..... 352
7.3.6. Stabilizatoare de tensiune integrate ..... 353

Cap. 8. **Circuite electronice de calcul** ..... 355
8.1. Noțiuni generale ..... 355
8.2. Circuite de calcul analogic ..... 356
8.2.1. Circuite fundamentale de calcul analogic ..... 356
8.2.2. Structura sistemelor de calcul analogic ..... 362
8.2.3. Programarea calculatoarelor analogice. Simularea analogică a sistemelor fizice ..... 363
8.3. Circuite de calcul numeric ..... 365
8.3.1. Structura sistemelor numerice de calcul ..... 365

8.3.2. Structuri de mini și microcalculatoare ..... 366
8.3.3. Componentele microcalculatoarelor ..... 368
8.3.4. Structuri de microsisteme cu microprocesor ..... 376
8.3.5. Sisteme multimicroprocesor ..... 379
8.4. Calculatoare de proces și circuite de legătură cu procesul ..... 380
8.4.1. Convertoare numeric — analogice ..... 381
8.4.2. Convertoare analog — numerice ..... 383

Cap. 9. **Principii de realizare a aparatelor și instalațiilor electronice industriale** ..... 385
9.1. Noțiuni generale ..... 385
9.2. Circuite electronice în traductoare ..... 386
9.3. Regulatoare electronice ..... 390
9.3.1. Clasificarea regulatoarelor electronice ..... 390
9.3.2. Regulatoare analogice pentru procese lente ..... 390
9.3.3. Regulatoare analogice pentru procese rapide ..... 394
9.4. Circuite electronice în cadrul elementelor de execuție ale sistemelor automate 395
9.4.1. Introducere ..... 395
9.4.2. Comanda electronică a servomotoarelor ..... 396
9.4.3. Comanda mutatoarelor ca elemente de execuție ..... 398

**Anexe** ..... 403
**Bibliografie** ..... 408

# 1. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

## 1.1. NOȚIUNI PRIVIND CONDUCȚIA ELECTRICĂ ÎN SEMICONDUCTOARE

În construcția dispozitivelor semiconductoare de circuit, cele mai utilizate materiale semiconductoare sînt siliciul și germaniul.

După valoarea conductivității electrice, semiconductoarele ocupă o poziție intermediară între materialele conductoare și materialele dielectrice. Conducția electrică a semiconductoarelor se realizează prin două categorii de purtători de sarcină: *electroni* și *goluri*. Purtătorii au o anumită mobilitate; sub influența unui cîmp electric, ei pot da naștere unui curent electric de conducție.

După modul de generare a purtătorilor, semiconductoarele pot fi: de *conductibilitate intrinsecă* și de *conductibilitate extrinsecă*.

Semiconductorul de conductibilitate intrinsecă este un material pur, din punct de vedere chimic. La o anumită energie primită din exterior, un număr de electroni din stratul de valență părăsesc atomii respectivi, devenind electroni liberi, deci purtători. Aportul energetic din exterior, necesar ca un electron de valență să părăsească atomul, este egal cu înălțimea $\Delta W$ a benzii interzise, cuprinsă între banda de valență și banda de conducție (fig. 1.1). Pentru siliciu, $\Delta W = 1{,}1$ eV, iar pentru germaniu, $\Delta W = 0{,}76$ eV.

În fig. 1.2 este prezentat, simbolic, un model bidimensional pentru formarea legăturilor covalente într-un semiconductor. S-au reprezentat electronii de valență, cuplați în jurul „miezurilor ionice", formate din nuclee și electronii

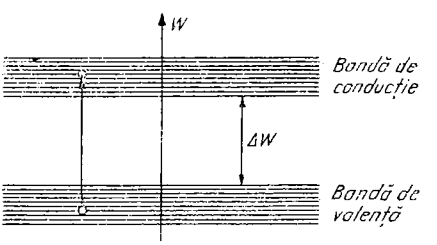



Fig. 1.1. Structura benzilor energetice la un semiconductor.

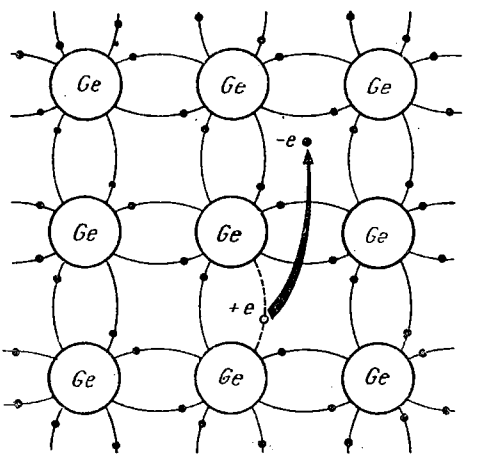



Fig. 1.2. Model bidimensional pentru reprezentarea legăturilor covalente la un semiconductor.

de pe orbitele interioare. Dacă semiconductorul nu primește energie din exterior (adică temperatura este de 0 K, nu este supus unei radiații electromagnetice, cu particule etc.), toți electronii de valență rămîn în legăturile covalente și materialul respectiv se comportă ca un dielectric. Atunci cînd un electron de valență primește energie din exterior, el poate rupe legătura covalentă, devenind electron liber. Legătura nesatisfăcută corespunde unei sarcini pozitive, numite *gol* (fig. 1.2). Locul electronului devenit liber poate fi ocupat de un electron de la un atom vecin, astfel încît golul „se deplasează" în poziția corespunzătoare acestui atom. În continuare, un electron de la un atom vecin poate ocupa noul loc rămas liber, deci golul „se deplasează" într-o nouă poziție ș.a.m.d. Rezultă că golurile au mobilitate, deci sînt purtători pozitivi, care pot da naștere unui curent electric.

Electronul liber este un purtător al cărui nivel energetic corespunde zonei de conducție, pe cînd golul este un purtător pozitiv, al cărui nivel energetic corespunde zonei de valență.

Atunci cînd un electron părăsește atomul, devenind electron liber, spunem că se produce generarea unei perechi electron-gol. Într-un semiconductor de conductibilitate intrinsecă are loc un proces continuu de generare a perechilor electron-gol, a cărui intensitate depinde de energia primită de semiconductor din exterior. Simultan se produc recombinări electron-gol, rezultînd atomi neutri.

Fie un semiconductor, asupra căruia nu acționează agenți exteriori, cum sînt: cîmp electromagnetic, radiații cu particule sau electromagnetice etc. Se spune în acest caz, că semiconductorul se află *la echilibru termic*. Concentrația electronilor, $n_i$, egală cu concentrația golurilor, $p_i$, depinde — la echilibrul termic — de temperatura absolută, în conformitate cu relația

$$n_i = p_i = AT^{3/2} \exp\left(-\frac{\Delta W}{2kT}\right) \tag{1.1}$$

în care $A$ este o constantă, $T$ — temperatura absolută, $k$ — constanta lui Boltzmann, $\Delta W$ — lățimea benzii interzise, iar indicele $i$ arată că mărimile respective se referă la semiconductorul de conductibilitate intrinsecă.

Dacă în semiconductor există un cîmp electric, electronii se vor deplasa în sens invers cîmpului, iar golurile — în direcția liniilor de cîmp. Se formează un curent de electroni, $i_{n_i}$, și un curent de goluri, $i_{p_i}$, ambii în același sens (sensul liniilor de cîmp); curentul total de conducție în semiconductor este suma celor doi curenți. Componentele curentului de conducție nu sînt egale ($i_{n_i} > i_{p_i}$), deoarece mobilitățile celor două tipuri de purtători nu sînt egale.

Cele mai multe dispozitive semiconductoare de circuit utilizează conductibilitatea extrinsecă, produsă prin impurificarea semiconductorului cu mici adaosuri. Procesul prin care se introduc impurități în semiconductor se numește *dopare*.

Dacă un semiconductor este dopat cu impurități pentavalente (stibiu, arsen etc.), atomii de impurități cedează cu ușurință cîte un electron, care devine electron liber (purtător). Mecanismul formării electronilor liberi, proveniți de la atomii de impurități pentavalente, este ilustrat în fig. 1.3. Patru electroni de valență ai impurității participă la formarea legăturii covalente, iar al 5-lea electron poate părăsi atomul, cu un aport energetic din exterior foarte mic (0,01 — 0,05 eV). Atomii impurităților pentavalente din semiconductor se numesc *donori*. Ei introduc un nivel energetic în banda interzisă a semiconductorului, numit *nivel donor*, situat foarte aproape de banda de conducție

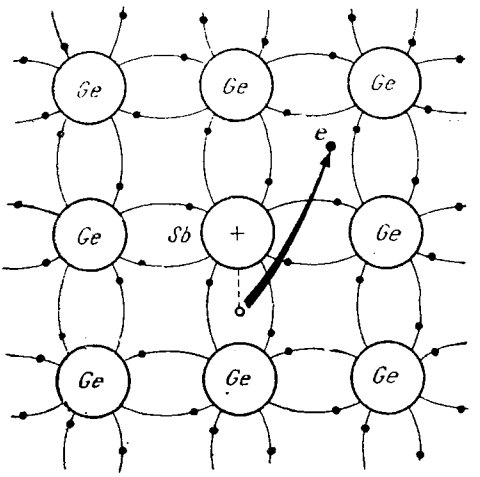



Fig. 1.3. Model bidimensional pentru reprezentarea legăturilor covalente la un semiconductor dopat cu impurități donoare.

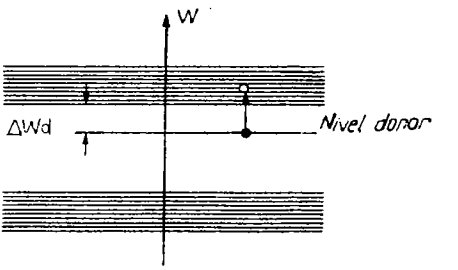



Fig. 1.4. Structura benzilor energetice la un semiconductor cu impurități donoare.

(fig. 1.4). Cu un aport energetic corespunzător temperaturilor ambiante obișnuite, practic toți atomii donori furnizează cîte un electron liber. Acești atomi devin *ioni pozitivi fixați în rețeaua cristalină*. Chiar și în concentrații foarte mici, impuritățile produc o mărire considerabilă a numărului de purtători negativi, care — în acest caz — se numesc *purtători majoritari*. Semiconductorul cu purtători majoritari negativi (electroni) se numește semiconductor de *tip n*. Golurile într-un semiconductor de tip *n* se numesc *purtători minoritari*.

Dacă se dopează un semiconductor cu impurități trivalente (indiu, aluminiu etc.), atomii impurităților captează cîte un electron provenind de la atomii vecini din semiconductor, conducînd la apariția de goluri. Acești atomi de impurități se numesc *atomi acceptori* și se transformă în *ioni negativi, imobilizați în rețeaua cristalină* a semiconductorului. Mecanismul formării golurilor, datorită atomilor de impurități acceptoare, este ilustrat în fig. 1.5. Nivelul energetic acceptor se află în banda interzisă a semiconductorului, foarte aproape de zona de valență (fig. 1.6), astfel încît, la temperatura obișnuită a mediului ambiant, practic toți atomii acceptori captează cîte un electron de la atomii vecini din semiconductor, formîndu-se un număr de goluri egal cu numă-

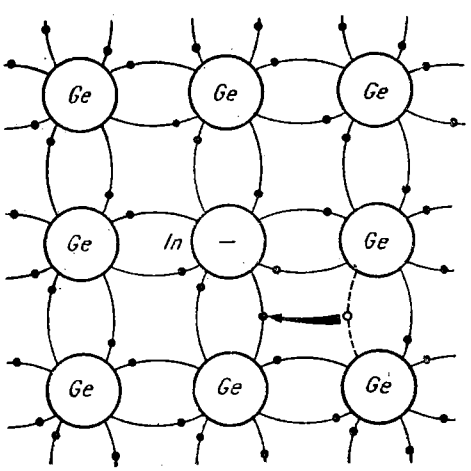
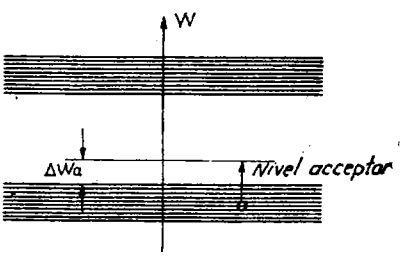



Fig. 1.5. Model bidimensional pentru reprezentarea legăturilor covalente la un semiconductor cu impurități acceptoare.

Fig. 1.6. Structura benzilor energetice la un semiconductor cu impurități acceptoare.



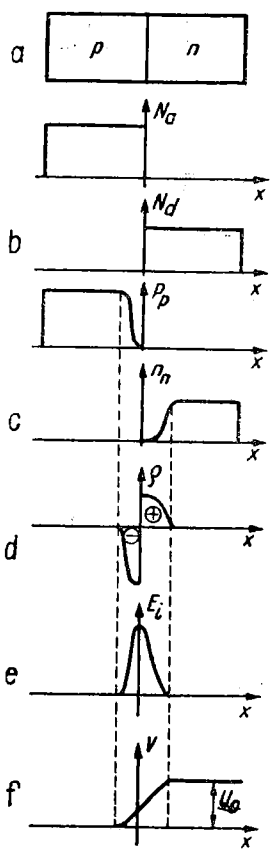



Fig. 1.7. Joçțiunea pn:
*a* — structura joncțiunii *pn*; *b* — distribuția concentrației impurităților; *c* — distribuția concentrației purtătorilor majoritari; *d* — distribuția sarcinii spațiale; *e* — distribuția intensității cîmpului electric intern al regiunii de trecere; *f* — distribuția potențialului.

rul de atomi acceptori. În acest semiconductor golurile sînt purtători majoritari, iar electronii sînt purtători minoritari. Semiconductorul cu purtători majoritari pozitivi se numește semiconductor de *tip p*.

Întrucît fiecare atom de impuritate, care produce un electron sau un gol, se transformă — prin cedare sau captare de electron — într-un ion pozitiv, respectiv negativ, imobilizat în rețeaua cristalină, atît semiconductoarele de tip *n*, cît și cele de tip *p*, sînt corpuri neutre din punct de vedere electric, deoarece sarcina ionilor fixați în rețeaua cristalină a semiconductorului compensează sarcina suplimentară a purtătorilor majoritari.

Notînd cu $n$ și $p$ concentrațiile electronilor liberi, respectiv a golurilor, într-un semiconductor extrinsec, se poate arăta [1] că la echilibrul termic este valabilă relația

$$n \cdot p = n_i^2 \qquad (1.2)$$

## 1.2 JONCȚIUNEA PN

### 1.2.1. PROCESE FIZICE IN JONCȚIUNEA PN

Dacă într-un semiconductor se realizează, prin procedee speciale, o zonă $p$ și o zonă $n$, astfel încît trecerea de la o zonă la cealaltă se face pe o distanță foarte mică (de regulă sub $10^{-5}$ mm), se obține o joncțiune *pn* (fig. 1.7, *a*). Notînd cu $N_a$ concentrația atomilor acceptori și cu $N_d$ concentrația atomilor donori, în fig. 1.7, *b* este dată distribuția concentrației impurităților, în cazul ideal, cînd trecerea de la regiunea $p$ la regiunea $n$ se face abrupt. De obicei, concentrațiile impurităților în cele două zone nu sînt egale ($N_a > N_d$), joncțiunea numindu-se, în acest caz, asimetrică.

Procesele fizice din joncțiunea *pn* au o importanță deosebită în funcționarea celor mai multe dispozitive semiconductoare de circuit. În cazul cel mai simplu, joncțiunea *pn* poate fi utilizată la realizarea diodelor semiconductoare.

În vecinătatea suprafeței de separație a zonelor $p$ și $n$ există o variație puternică a concentrației purtătorilor majoritari. Diferențele de concentrații ale golurilor si electronilor determină difuzia purtătorilor majoritari dintr-o zonă în alta: golurile tind să difuzeze în zona $n$, iar electronii în zona $p$. Datorită procesului de difuzie, cît și datorită recombinării purtătorilor majoritari cu cei difuzați, în vecinătatea suprafeței de separație are loc o micșorare substanțială a concentrației purtătorilor majoritari (fig. 1.7, *c*). În consecință, sarcina ionilor imobili ai impurităților rămîne necompensată de sarcina purtătorilor majoritari, conducînd la apariția, în vecinătatea suprafeței de separație, a unei sarcini spațiale fixate în rețeaua cristalină. Sarcina spațială este formată din ioni de impurități acceptoare, în zona $p$, și din ioni de impurități

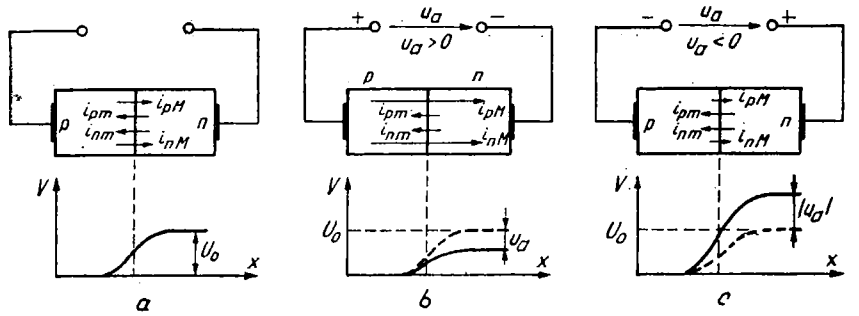



Fig. 1.8. Polarizarea joncțiunii *pn*:
*a* — joncțiunea *pn* nepolarizată; *b* — joncțiunea *pn* polarizată direct; *c* — joncțiunea *pn* polarizată invers.

donoare, în zona *n* (fig. 1.7, *d*). Regiunea în care apare sarcina spațială, din vecinătatea suprafeței de separație, se numește *regiune de trccere*. Celelalte zone, fără sarcină spațială, se numesc *regiuni neutre*.

Sarcina spațială produce un cîmp electric intern al regiunii de trecere, care se opune difuziei purtătorilor majoritari (fig. 1.7, *e*). Prezența cîmpului electric duce la apariția unui potențial, a cărui distribuție este dată în fig. 1.7, *f*. Se constată apariția unei bariere de potențial în regiunea de trecere, care se opune difuziei purtătorilor majoritari. În această situație, va exista totuși un curent de difuzie, $i_d = i_{pM} + i_{nM}$, în care $i_{pM}$ și $i_{nM}$ sînt componentele curenților de goluri, respectiv de electroni, produși de acei purtători majoritari, care au o energie suficient de mare pentru a învinge bariera de potențial $U_0$ din regiunea de trecere. Întrucît bariera de potențial este mare, curentul de difuzie $i_d$ este foarte mic.

Cîmpul intern al joncțiunii antrenează dintr-o zonă în alta purtătorii minoritari, formînd un curent de conducție, $i_c = i_{pm} + i_{nm}$, unde $i_{pm}$ și $i_{nm}$ sînt componentele curenților de goluri, respectiv de electroni (purtători minoritari). În regimul de echilibru termic al unei joncțiuni nepolarizate, curentul de difuzie $i_d$ este egal și de sens contrar cu curentul de conducție $i_c$, astfel încît curentul rezultant prin joncțiune este nul (fig. 1.8, *a*).

Se va presupune în continuare că joncțiunea *pn* este prevăzută cu două contacte metalice laterale (fig. 1.8), în vederea conectării dispozitivului într-un circuit. Cu toate că există o diferență de potențial între zonele *p* și *n*, reprezentînd bariera de potențial $U_0$, tensiunea la bornele dispozitivului, în gol, este egală cu zero. Aceasta se datorește existenței în circuit a două contacte de tip metal-semiconductor*, care produc potențiale de contact, astfel încît tensiunea rezultantă între terminale este egală cu zero.

Dacă se aplică la bornele joncțiunii *pn* o tensiune $u_a$, cu polaritatea din fig. 1.8, *b*, cîmpul electric exterior diminuează intensitatea cîmpului electric din regiunea de trecere, deci bariera de potențial scade de la valoarea $U_0$ la $U_0 - u_a$. Curentul de difuzie va crește, putînd atinge valori foarte mari, pe cînd curentul de conducție $i_c$ se modifică puțin. Curentul prin joncțiune este practic egal cu curentul de difuzie, format de purtători majoritari, reprezentînd curentul direct al joncțiunii.

---

* Contactele metal-semiconductor pot avea proprietăți de redresare, fiind utilizate în construcția unor tipuri de diode, sau pot fi bune conducătoare în ambele sensuri, așa cum sînt cele realizate pentru terminale.

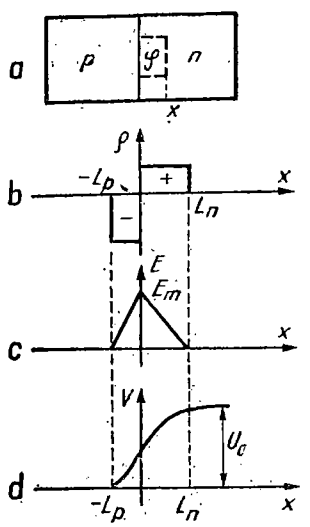



Fig. 1.9. Model simplificat al joncțiunii *pn*:
*a* — structura joncțiunii; *b* — distribuția sarcinii spațiale; *c* — distribuția intensității cîmpului electric; *d* — distribuția potențialului.

Aplicînd o tensiune $u_a < 0$, deci cu polaritatea plus la zona *n*, cîmpul electric în regiunea de trecere este întărit de cîmpul electric aplicat din exterior, iar bariera de potențial crește la $U_0 + |u_a|$ (fig. 1.8, *c*). Curentul de difuzie scade practic la zero și prin joncțiune va circula curentul de purtători minoritari $i_c$. Acesta este foarte mic și reprezintă curentul invers al joncțiunii *pn*.

Pentru stabilirea unor proprietăți ale regiunii de trecere, esențiale în funcționarea dispozitivelor semiconductoare, se va deduce un model simplificat al joncțiunii, obținut în ipoteza că densitățile de sarcină spațială, din regiunea de trecere, sînt constante în cele două zone (fig. 1.9, *b*).

Se aplică teorema lui Gauss pe o suprafață închisă, $\mathcal{S}$, paralelipipedică (fig. 1.9, *a*), cuprinzînd semiconductorul între suprafața de separație a zonelor, considerată la abscisă zero, și o suprafață aflată în zona *n*, la distanța *x*:

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_d}{\varepsilon} \tag{1.3}$$

în care $\rho_d$ este densitatea de sarcină spațială a zonei *n*, inclusă în suprafața $\mathcal{S}$, iar $\varepsilon$ este permitivitatea materialului. Densitatea de sarcină $\rho_d$ are expresia

$$\rho_d = eN_d \tag{1.4}$$

unde *e* este sarcina elementară. Din relațiile (1.3) și (1.4) rezultă succesiv:

$$\frac{\mathrm{d}E}{\mathrm{d}x} = \frac{eN_d}{\varepsilon}; \quad E(x) = \int_0^x \frac{eN_d}{\varepsilon}\,\mathrm{d}\xi = \frac{eN_d}{\varepsilon}\,x + C \tag{1.5}$$

Notînd cu $L_n$ lățimea regiunii de trecere din zona *n*, din condiția $E(L_n) = 0$ se obține constanta de integrare *C* și expresia $E(x)$ pentru $x > 0$:

$$E(x) = -\frac{eN_dL_n}{\varepsilon}\left(1 - \frac{x}{L_n}\right) \tag{1.6}$$

Produsul $eN_dL_n$ este densitatea de suprafață a sarcinii, în planul aflat la distanța *x*, adică

$$-eN_dL_n = \frac{Q}{S} \tag{1.7}$$

unde *Q* este sarcina spațială totală din zona *n*, iar *S* este aria secțiunii semiconductorului. Rezultă

$$E(x) = \frac{Q}{\varepsilon S}\left(1 - \frac{x}{L_n}\right) = E_m\left(1 - \frac{x}{L_n}\right) \tag{1.8}$$

unde

$$E_m = \frac{Q}{\varepsilon S} = -\frac{qN_d L_n}{\varepsilon} \tag{1.9}$$

este valoarea maximă a intensității cîmpului electric, la $x = 0$.

În mod similar, pentru zona $p$ se obține

$$E(x) = -\frac{eN_a L_p}{\varepsilon}\left(1 + \frac{x}{L_p}\right) = \frac{Q}{\varepsilon S}\left(1 + \frac{x}{L_p}\right) = E_m\left(1 + \frac{x}{L_p}\right) \tag{1.10}$$

Din relațiile (1.8) și (1.10), punînd $x = 0$ rezultă

$$N_a L_p = N_d L_n \tag{1.11}$$

Pentru deducerea înălțimii $U_0$ a barierei de potențial se integrează ecuația

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}x} = -E(x) \tag{1.12}$$

între limitele regiunii de trecere a joncțiunii:

$$U_0 = -\int_{-L_p}^{L_n} E(x)\,\mathrm{d}x \tag{1.13}$$

Bariera de potențial, $U_0$, rezultă egală cu aria triunghiului reprezentînd distribuția cîmpului electric (fig. 1.9, *c*):

$$U_0 = \frac{1}{2} E_m(L_p + L_n) \tag{1.14}$$

Din relațiile (1.10), (1.11), și (1.14) rezultă

$$L_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_0}{eN_a(1 + N_a/N_d)}}\,; \quad L_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_0}{eN_d(1 + N_d/N_a)}} \tag{1.15}$$

Lărgimea regiunii de trecere a joncțiunii este

$$L = L_p + L_n = \sqrt{\frac{2\varepsilon U_0}{e}\,\frac{N_a + N_d}{N_a N_d}} \tag{1.16}$$

iar cînd i se aplică tensiunea $u_a$,

$$L = \sqrt{\frac{2\varepsilon(U_0 - u_a)}{e}\,\frac{N_a + N_d}{N_a N_d}} \tag{1.17}$$

Din cele arătate, rezultă următoarele proprietăți importante ale regiunii de trecere:

— datorită concentrației scăzute a purtătorilor (v. fig. 1.7, c), regiunea de trecere se comportă ca un mediu dielectric;

— extinderea regiunii de trecere în zonele $p$ și $n$ este invers proporțională cu concentrația impurităților în zonele respective (v. relația (1.11));

— lărgimea regiunii de trecere crește odată cu tensiunea inversă aplicată joncțiunii (v. relația (1.17)).

### 1.2.2. CARACTERISTICA STATICĂ A JONCȚIUNII PN. STABILIREA PUNCTULUI STATIC DE FUNCȚIONARE

Fie o joncțiune *pn*, utilizată ca diodă semiconductoare (fig. 1.10). Prin analogie cu dioda cu vid, electrodul care are potențial pozitiv în timpul conducției directe se numește ***anod***, iar celălalt electrod se numește ***catod***.

Caracteristica statică a diodei semiconductoare reprezintă dependența curentului prin diodă, numit *curent anodic*, de tensiunea dintre anod și catod, numită *tensiune anodică*. Ea este dată în fig. 1.11, unde s-au adoptat scări diferite în semiaxele abscisei și ordonatei. În cadranul I este desenată ramura de polarizare directă, în care tensiunea anodică are valori foarte mici (0,2—0,5 V la diodele cu Ge și 0,6 — 0,9 V la diodele cu Si), iar curentul poate avea valori mari. În cadranul III este dată ramura de polarizare inversă, în care tensiunile aplicate diodei pot avea valori mari, însă curentul prin diodă este practic constant și foarte mic. La o diodă ideală, acest curent, notat cu $I_s$, se numește *curent de saturație* și este constant, depinzînd de concentrațiile purtătorilor minoritari din cele două zone. Caracteristica teoretică a unei diode ideale este de forma

$$i_a = I_s\left[\exp\left(\frac{eu_a}{kT}\right) - 1\right] \tag{1.18}$$

în care $u_a$ este tensiunea aplicată la borne; $e$ — sarcina elementară, $k$ — constanta lui Boltzmann, iar $T$ — temperatura [K]. Factorul $e_T = \frac{kT}{e}$ se exprimă dimensional în volți și se numește *tensiune termică* ($e_T = 26$ mV pentru $T = 300$ K). Pentru tensiuni inverse mari în raport cu $e_T$, $\exp\left(-\frac{eu_a}{kT}\right) \ll 1$ și $i_a \simeq I_s$. La polarizarea în sens direct, dacă $u_a > e_T$ și $\exp\left(\frac{eu_a}{kT}\right) \gg 1$ se obține ecuația

$$i_a \simeq I_s \exp\left(\frac{eu_a}{kT}\right) \tag{1.19}$$

La tensiuni inverse mari se constată o creștere importantă a curentului prin diodă, datorită multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină. Sub acțiunea cîmpului electric rezultat prin aplicarea tensiunii la borne, purtă-

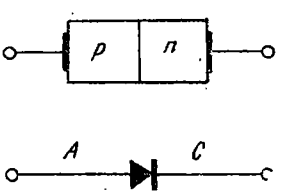



Fig. 1.10. Dioda semiconductoare:
*a* — structura diodei semiconductoare;
*b* — simbolizarea.

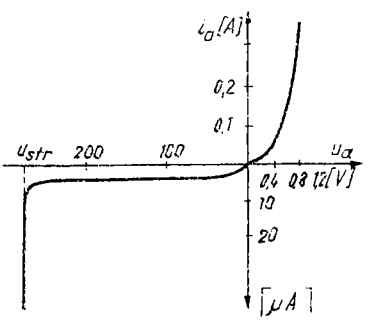



Fig. 1.11. Caracteristica statică a diodei semiconductoare.

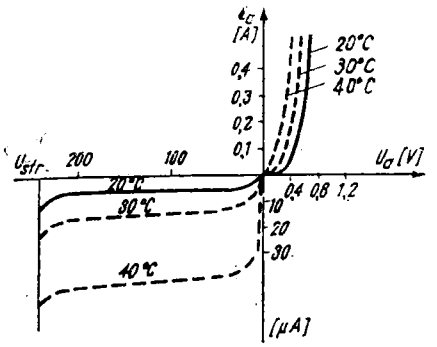



Fig. 1.12. Influența temperaturii asupra caracteristicii statice a diodei semiconductoare.

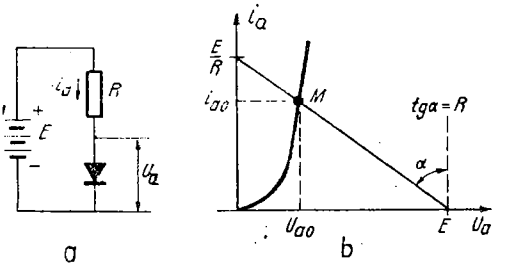



Fig. 1.13. Dioda semiconductoare în circuit: *a* — circuitul de alimentare; *b* — determinarea punctului static de funcționare.

torii sînt accelerați, putînd produce ionizări, adică generări de perechi electron-gol, datorită ciocnirilor neelastice. Purtătorii formați sînt, la rîndul lor, accelerați și pot genera noi perechi electron-gol, prin ciocniri neelastice.

Temperatura joncțiunii *pn* influențează substanțial curentul prin diodă, în sensul creșterii acestuia, atît la polarizarea directă, cît — mai ales — la polarizarea inversă (fig. 1.12).

Fie un circuit electric format dintr-o diodă înseriată cu o rezistență $R$ și cu o sursă de t.e.m., $E$ (fig. 1.13, *a*). Dîndu-se valorile $E$, $R$, precum și caracteristica statică a diodei, $i_a = f(u_a)$, se cere curentul prin diodă și tensiunea la bornele acesteia. Pentru rezolvarea problemei se utilizează caracteristica statică a diodei și relația obținută prin aplicarea teoremei a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul considerat:

$$i_a = i_a(u_a) \tag{1.20}$$

$$Ri_a + u_a = E \tag{1.21}$$

Soluția sistemului (1.20), (1.21) constituie curentul prin diodă și tensiunea la bornele acesteia, în cadrul schemei analizate. Deoarece relația (1.21) este dată în forma grafică, soluția sistemului de ecuații se obține grafic. Reprezentarea ecuației (1.21) în planul $i_a - u_a$ se numește *dreaptă statică de sarcină*. Intersecția dreptei statice de sarcină cu caracteristica diodei se numește *punct static de funcționare* al diodei, coordonatele acestuia, $i_{a0}$ și $u_{a0}$, reprezentînd soluția problemei (fig. 1.13, *b*).

### 1.2.3. COMPORTAREA JONCȚIUNII PN ÎN REGIM VARIABIL, LA SEMNALE MICI

Fie o diodă semiconductoare funcționînd într-un punct static de funcționare dat, $M$, de coordonate $u_{a0}$ și $i_{a0}$ (fig. 1.14). Dacă tensiunea anodică are variații de joasă frecvență, în jurul valorii $u_{a0}$, mici în comparație cu tensiunea termică $e_T$, adică

$$u_a(t) = u_{a0} + \Delta u_a(t), \tag{1.22}$$

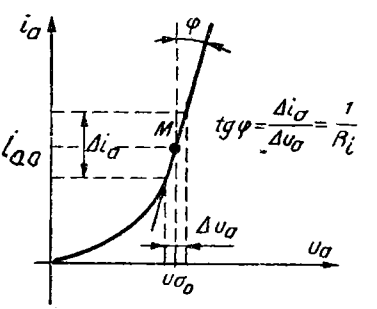



Fig. 1.14. Explicativă la regimul dinamic al joncțiunii *pn*.

curentul prin diodă va fi

$$i_a(t) = i_{a0} + \Delta i_a(t) \tag{1.23}$$

în care variația $\Delta i_a$ este determinată în funcție de $\Delta u_a$ prin intermediul pantei la caracteristica statică, în punctul $M$, adică

$$\Delta i_a = \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}u_a}\bigg|_{u_{a0}} \Delta u_a = \frac{1}{R_i}\,\Delta u_a \tag{1.24}$$

unde

$$R_i = \left[\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}u_a}\bigg|_{u_{a0}}\right]^{-1} \tag{1.25}$$

se numește *rezistența internă* a diodei. Utilizînd ecuația diodei ideale rezultă

$$R_i = \frac{kT}{e}\,\frac{1}{I_s + i_{a0}} = \frac{e_T}{I_s + i_{a0}} \tag{1.26}$$

Atunci cînd variația $\Delta u_a(t)$ a tensiunii la bornele diodei este de frecvență ridicată, curentul prin diodă este determinat și de capacitățile proprii ale joncțiunii *pn*: *capacitatea de barieră* $C_b$ și *capacitatea de difuzie*, $C_d$. Schema echivalentă a diodei, la variații mici, de frecvență ridicată, în jurul unui punct static de funcționare, este dată în fig. 1.15, *a*. Capacitatea de barieră corespunde sarcinii spațiale acumulate în regiunea de trecere și depinde de tensiunea $u_a$, în conformitate cu relația

$$C_b = \frac{C_{b0}}{\sqrt{1 - \dfrac{u_a}{U_0}}}, \tag{1.27}$$

unde $C_{b0}$ este capacitatea de barieră la joncțiunea nepolarizată. În fig. 1.16 este arătată variația capacității $C_d$ cu tensiunea aplicată diodei.

Capacitatea de difuzie corespunde efectului acumulării de sarcină, datorită procesului de difuzie a purtătorilor în regiunile neutre ale semiconductorului. Valoarea capacității de difuzie, $C_d$, depinde de punctul de funcționare al diodei, fiind extrem de mică atunci cînd joncțiunea este polarizată invers (fig. 1.16).

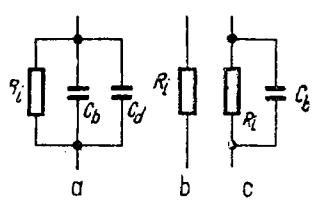



Fig. 1.15. Schema echivalentă, de semnal mic, a diodei semiconductoare:

*a* — schema echivalentă generală; *b* — schema echivalentă la polarizarea directă; *c* — schema echivalentă la polarizarea inversă.

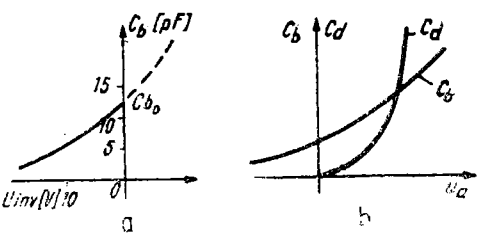



Fig. 1.16. Variația capacităților diodei cu tensiunea aplicată:

*a* — pentru capacitatea de barieră; *b* — pentru capacitatea de difuzie și de barieră, la polarizarea directă.

La polarizarea în sens direct, rezistența internă $R_i$ a diodei este foarte mică, astfel încît efectul capacităților $C_b$ și $C_d$ poate fi neglijat. Schema echivalentă de semnal mic a diodei rezultă ca în fig. 1.15, *b*. La polarizarea inversă, rezistența $R_i$ este foarte mare, deci capacitatea joncțiunii, egală practic cu $C_b$, are un efect de șuntare care nu poate fi neglijat. În acest caz, schema echivalentă de semnal mic a diodei rezultă ca în fig. 1.15, *c*.

## 1.3 TIPURI DE DIODE SEMICONDUCTOARE

Principalele tipuri de diode semiconductoare, cu largi utilizări în industrie, sînt: dioda redresoare, dioda de comutare, dioda cu contact punctiform, dioda stabilizatoare (Zener), dioda varicap, dioda tunel, fotodioda, dioda electroluminiscentă.

*Diodele redresoare* se construiesc cu siliciu, germaniu sau, la puteri mici, cu seleniu. În prezent, cele mai răspîndite diode redresoare sînt cu siliciu. În fig. 1.17, *a* și *b*, sînt prezentate două tipuri constructive de diode redresoare de putere mică, respectiv medie. Diodele de putere medie și mare au o construcție care permite montarea lor pe radiatoare, în vederea creșterii suprafeței de disipare a căldurii.

Principalii parametri ai diodelor redresoare sînt: curentul mediu redresat, $I_0$; curentul direct de vîrf repetitiv, $I_{FRM}$; tensiunea inversă de vîrf repetitivă, $U_{RRM}$; temperatura maximă a joncțiunii, $T_{j\,max}$; rezistența termică, $R_{th}$, care determină transferul de căldură în exterior.

La diodele cu siliciu, curentul mediu redresat poate atinge valori de sute de amperi, iar tensiunile de vîrf repetitive valori de mii de volți, temperatura maximă de lucru a joncțiunii fiind de 150°C. La diodele redresoare cu germaniu, curentul mediu redresat și tensiunea inversă sînt mai mici decît la diodele cu Si, iar temperatura maximă de lucru a joncțiunii este 80°C. Programul de fabricație al Întreprinderii de piese radio și semiconductoare (IPRS) Băneasa prevede diode redresoare avînd curentul mediu redresat de pînă la 1 600 A și tensiunea $U_{RRM}$ de pînă la 1 600 V (pentru unele diode — pînă la 2 600 V). De exemplu, dioda D1250N are $I_0 = 1\,250$ A, la temperatura de 100°C, $U_{RRM} = 2\,600$ V și $I_{FRM} = 4\,000$ A.

Diodele redresoare se utilizează pînă la frecvențe de circa (10—20) kHz, deoarece la frecvențe înalte capacitatea de barieră produce un puternic efect de șuntare a rezistenței inverse și proprietățile de redresare sînt diminuate sau chiar dispar.

*Diodele de comutare* se pot realiza cu joncțiuni, prin tehnologia planar-epitaxială, prin contacte metal-semiconductor (diode Schottky), sau cu contact punctiform. Diodele de comutare planar-epitaxiale au o construcție specială: zona *n*, slab dopată cu impurități, este foarte îngustă și dopată cu atomi de aur, în vederea măririi vitezei de recombinare a purtătorilor minoritari proveniți prin difuzie. Aceste particularități au ca efect micșorarea timpilor de trecere din starea de conducție în starea de blocare și invers (la valori uzuale de ordinul ns sau zeci de ns).

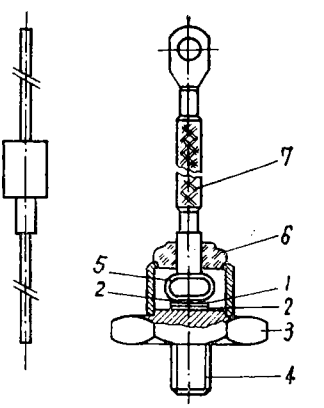



Fig. 1.17. Diode redresoare: *a* — de putere mică; *b* — de putere medie; *1* — semiconductor, *2* — piese de contact, *3* — suport metalic (anodul diodei), *4* — șurub pentru fixare pe radiator, *5* — conductor eleastic de contact, *6* — izolator, *7* — conductor flexibil.

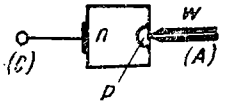



Fig. 1.18. Dioda cu contact punctiform.

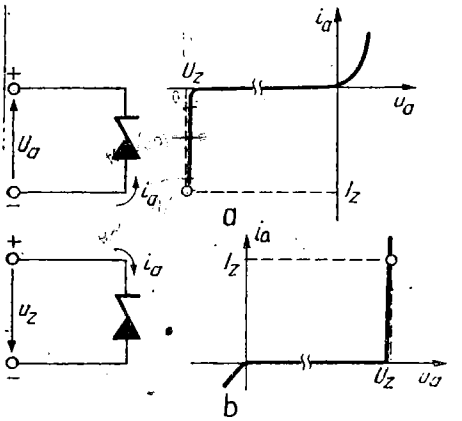



Fig. 1.19. Dioda Zener, simbolizarea și caracteristica statică:
*a* — cazul sensului de referință adoptat ca la diodele redresoare; *b* — cazul sensului de referință inversat.

*Diodele cu contact punctiform* sînt diode de mică putere, utilizate în circuitele de detecție și de comutare. Pe suprafața materialului semiconductor de tip *n* se fixează vîrful unui fir din wolfram (fig. 1.18). În procesul de fabricație se transmite prin dispozitiv un impuls de curent, de valoare mare, care modifică tipul de conductibilitate a semiconductorului în jurul vîrfului de wolfram. Se formează astfel o microjoncțiune *pn*, de suprafață foarte mică (circa $10^{-4}$ mm$^2$), avînd capacitatea de barieră mai mică de 1 pF, ceea ce permite utilizarea diodei în circuitele de detecție, la frecvențe înalte, precum și în circuitele de comutare.

*Diodele stabilizatoare (Zener)* sînt diode cu siliciu, care utilizează ramura caracteristicii curent-tensiune, corespunzătoare polarizării inverse. La o anumită tensiune inversă se produce generarea prin multiplicare în avalanșă și — într-o oarecare măsură — prin efect Zener, a perechilor electron-gol. Efectul Zener constă în ruperea unor legături covalente și formarea perechilor electron-gol, datorită trecerii prin efect tunel [1, 2] a electronilor din banda de valență în banda de conducție. În consecință, curentul invers prin joncțiune începe să crească brusc*, tensiunea la bornele diodei fiind aproape constantă. Diodele Zener sînt construite să funcționeze în mod normal pe caracteristica inversă, de străpungere nedestructivă. Caracteristica statică și simbolizarea diodei Zener sînt date în fig. 1.19. Dacă se inversează sensul de referință al tensiunii anodice, precum și sensul curentului anodic, zona de stabilizare a caracteristicii statice se transferă în cadranul I (fig. 1.19, *b*).

Principalii parametri ai diodei Zener sînt: puterea nominală, tensiunea nominală de stabilizare, $U_z$ (pentru o valoare specifică a curentului în regiunea de străpungere, $I_z$), rezistența internă (dinamică) în porțiunea de funcționare a caracteristicii, coeficientul de variație cu temperatura a tensiunii stabilizate:

$$\alpha_z = \frac{1}{U_z} \cdot \frac{\Delta U_z}{\Delta T} \cdot 100 \ [\%/°C] \qquad (1.28)$$

Diodele stabilizatoare, care se fabrică în prezent la IPRS Băneasa, cu puteri pînă la 20 W, au tensiunile $U_z$ cuprinse între 2,5 V și 180 V.

* Trecerea de la un curent invers practic neglijabil la zona de creștere pronunțată a curentului se face brusc dacă rezistivitatea semiconductorului este mare.

*Diodele varicap* sau *varactor* utilizează dependența capacității de barieră a unei joncțiuni, de tensiunea inversă aplicată. Ele se construiesc în așa fel, încît capacitatea de barieră să fie cît mai mare și să aibă o dependență dorită de tensiunea inversă aplicată. De asemenea, se urmărește realizarea unei valori foarte mari a rezistenței inverse, $R_i$, astfel încît efectul acesteia în schema echivalentă a diodei (v. fig. 1.15, *c*) să fie neglijabil. Dacă acest obiectiv este realizabil fără dificultăți deosebite, în schimb eliminarea rezistenței parazite, $r_s$, care apare în serie cu capacitatea $C_b$ (fig. 1.20, *b*), este mult mai dificilă. Efectul parazit al rezistenței $r_s$ este evaluat prin intermediul factorului de calitate al diodei varicap, la o frecvență de referință, $f$:

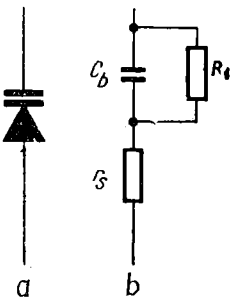



Fig. 1.20. Dioda varicap:
*a* — simbol; *b* — schema echivalentă.

$$Q = \frac{1}{2\pi f r_s C_b} \qquad (1.29)$$

Diodele varicap se utilizează pentru acordarea automată a circuitelor radioelectronice de înaltă frecvență, la realizarea unor modulatoare din amplificatoarele de c.c. cu modulare-demodulare etc. Principalele caracteristici de catalog sînt: dependența capacității de tensiunea aplicată, rezistența $r_s$ și factorul de calitate. Astfel, dioda BA 124, de fabricație IPRS Băneasa, are $r_s = 0{,}5\ \Omega, Q = 190$ (la $f = 30$ MHz) și caracteristica $C_b = f(-u_a)$ din fig. 1.21.

*Dioda tunel* este formată dintr-o joncțiune *pn*, în care cele două zone sînt foarte puternic dopate cu impurități. Datorită acestei particularități, regiunea de trecere a joncțiunii este foarte îngustă, ceea ce dă posibilitatea purtătorilor majoritari să traverseze bariera de potențial prin efectul tunel. Caracteristica statică și simbolizarea diodei tunel sînt date în fig. 1.22. Datorită faptului că, în regiunea cuprinsă între punctele *M* și *N* din caracteristica statică, rezistența internă (dinamică) este negativă, dioda tunel poate fi utilizată în circuite de comutație, oscilatoare și amplificatoare, frecvența de lucru putînd fi de ordinul 0,5 — 5 GHz.

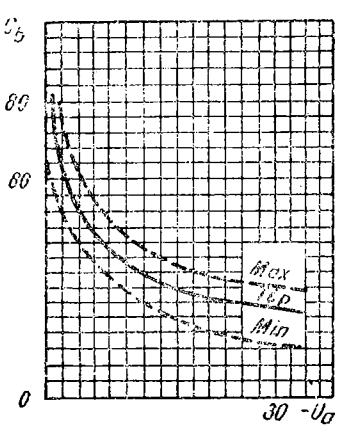
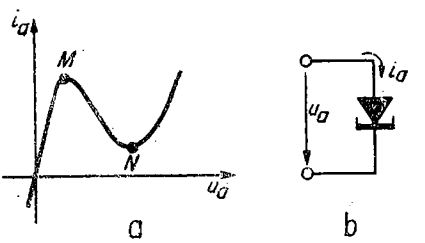



Fig. 1.21. Caracteristica $C_b = f(-u_a)$ a diodei varicap tip BA 124.

Fig. 1.22. Dioda tunel:
*a* — caracteristica statică; *b* — simbolizarea.



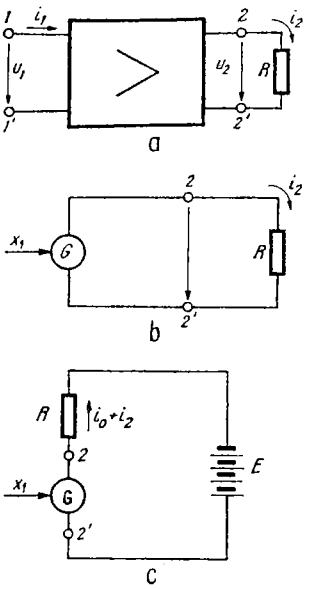



Fig. 1.23. Explicativă la funcţia de amplificare a tranzistorului:
*a* — structura de diport a unui amplificator; *b* — schema echivalentă cu generator echivalent de tensiune sau curent; *c* — schema echivalentă cu sursa de alimentare.

# 1.4 TRANZISTOARE BIPOLARE ŞI UNIPOLARE

## 1.4.1. TRANZISTORUL CA ELEMENT COMANDAT PRIN SEMNAL

Una din funcţiile esenţiale pe care le realizează tranzistorul este amplificarea semnalelor electrice. Un amplificator are structură de diport; la bornele de intrare se aplică un semnal, iar la bornele de ieşire — un receptor, numit *sarcină* (rezistenţă sau, mai general, impedanţă de sarcină), pe care se obţine semnalul amplificat (fig. 1.23,*a*).

Fie cazul simplu, cînd amplificatorul are ca sarcină o rezistenţă $R$ şi conţine un singur tranzistor. Analizînd circuitul din spre bornele de ieşire $2-2'$, amplificatorul se poate reprezenta printr-un generator echivalent de tensiune sau de curent, $G$, comandat prin semnalul de intrare, notat generic prin $x_1$ (fig. 1.23, *b*). Generatorul de semnal $G$ reflectă — în esenţă — proprietăţile de amplificare ale tranzistorului, fără a specifica un aspect esenţial: amplificarea în putere se realizează pe seama consumului de energie de la o sursă de alimentare, care asigură funcţionarea normală a tranzistorului. Vom evidenţia această sursă, cu t.e.m. constantă $E$, ca în fig. 1.23, *c*. Menţionăm că este posibil — aşa cum se va arăta în continuare — ca sarcina să fie parcursă numai de curentul $i_2$, produs de semnalul de intrare, nu şi de componenta continuă $i_0$, care asigură funcţionarea normală a tranzistorului.

Din cele arătate, rezultă că cel mai simplu amplificator conţine următoarele elemente: sarcina, pe care se obţine semnalul amplificat; tranzistorul, care se comportă ca un generator de tensiune sau de curent, comandat prin semnalul de intrare; elementele ce asigură funcţionarea tranzistorului într-un regim, unde se obţin proprietăţi de amplificare (sursa $E$ şi alte elemente ce vor fi precizate în continuare).

Există două categorii importante de tranzistoare: *bipolare* şi *unipolare*.

În tranzistoarele bipolare, mecanismul conducţiei este determinat atît de purtătorii majoritari, cît şi de purtătorii minoritari din semiconductor. Semnalul $x_i$ prin care se comandă tranzistorul bipolar într-un etaj de amplificare, este un *curent electric*, iar generatorul echivalent, $G$, este un *generator de curent*.

În funcţionarea tranzistoarelor unipolare intervine un singur tip de purtători de sarcină (majoritari). Semnalul de intrare $x_i$ este, în acest caz, o tensiune, iar tranzistorul se reprezintă între bornele de ieşire $2-2'$ ca un generator echivalent de tensiune.

## 1.4.2. STRUCTURA FIZICĂ ŞI FUNCŢIONAREA TRANZISTORULUI BIPOLAR

Tranzistoarele bipolare sînt dispozitive semiconductoare cu două joncţiuni, formate printr-o succesiune de 3 zone: *pnp* sau *npn* (fig. 1.24). Zona din mijloc a tranzistorului se numeşte *bază* ($B$) şi este realizată ţinînd cont de următoa-

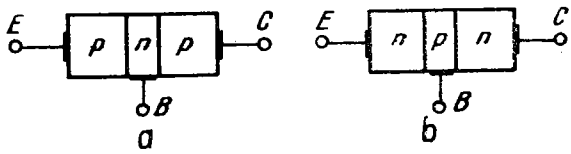



Fig. 1.24. Tranzistorul bipolar:
*a* — structura pnp; *b* — structura npn

rele cerințe: este foarte îngustă (de ordinul micronilor sau chiar zecimi de micron) și are o dopare cu impurități mult mai mică decît a zonelor laterale.

O zonă extremă, cu cea mai mare dopare cu impurități, se numește *emitor* (*E*). Cealaltă zonă extremă se numește *colector* (*C*).

Cele două joncțiuni ale unui tranzistor se numesc *joncțiunea emitorului*, respectiv *joncțiunea colectorului*. La funcționarea în regiunea activă* a caracteristicilor sale statice, joncțiunea emitorului este polarizată în sens direct, iar joncțiunea colectorului în sens invers. Pentru a urmări procesele fizice din tranzistorul bipolar se va considera cazul tranzistorului *pnp*; în cazul structurii *npn* funcționarea este similară, însă se inversează rolurile electronilor și golurilor, precum și sensurile tensiunilor și curenților.

Presupunem că este alimentată numai joncțiunea colectorului (deci $E_E = 0$). Prin această joncțiune va circula, în acest caz, numai curentul invers, de purtători minoritari, notat cu $I_{CBO}$. Regiunea de trecere a joncțiunii are o lărgime mare, datorită prezenței tensiunii de polarizare inversă $E_C$. Ea se extinde mult în zona bazei, întrucît aceasta este mult mai slab dopată cu impurități decît zona colectorului.

Dacă se consideră alimentarea normală a tranzistorului (fig. 1.25), cu joncțiunea emitorului polarizată în sens direct, va exista un curent de difuzie prin această joncțiune: golurile din emitor difuzează în bază, formînd curentul $i_{pE}$, iar electronii din bază difuzează în emitor, formînd curentul $i_{nBE}$. Deoarece concentrația impurităților, deci și a purtătorilor majoritari, este mult mai mare în emitor decît în bază, curentul de difuzie prin joncțiunea emitorului va fi, în cea mai mare parte, un curent de goluri. Golurile injectate din emitor în bază, formînd curentul $i_{pE}$ al joncțiunii emitorului, devin în bază purtători minoritari. S-a arătat că lărgimea $w$ a bazei este foarte mică, iar regiunea de sarcină spațială a joncțiunii colectorului se extinde mult în zona $n$ a bazei. În consecință, golurile difuzate în bază vor fi preluate și transportate în colector de către cîmpul intern din regiunea de trecere a joncțiunii colectorului,

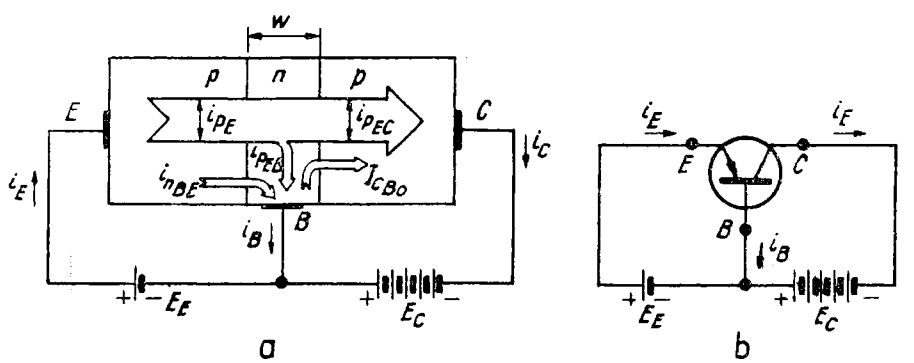



Fig. 1.25. Tranzistorul bipolar *pnp*:
*a* — diagrama curenților prin tranzistor; *b* — simbolul tranzistorului în circuitul de alimentare.

* În care se manifestă proprietățile de amplificare ale tranzistorului.

formînd curentul $i_{pEC}$. Transferul aproape integral în colector al golurilor difuzate în bază se numește *efect de tranzistor*. El se produce datorită grosimii foarte reduse a bazei, precum și datorită extinderii pronunțate, în zona bazei, a regiunii de trecere a joncțiunii colectorului. O mică parte din golurile injectate în bază nu trec în colector, ci se recombină cu electronii din bază formînd curentul $i_{pEB}$. Sursa $E_E$ asigură o circulație de electroni care iau locul celor recombinați cu golurile din bază.

Avînd în vedere cele arătate, rezultă următoarele relații ale curenților prin tranzistorul bipolar pnp:

$$i_E = i_{pE} + i_{nBE} \tag{1.30}$$

$$i_C = i_{pEC} + I_{CB0} \tag{1.31}$$

$$i_B = i_{pEB} + i_{nBE} - I_{CB0} \tag{1.32}$$

Însumînd $i_C$ cu $i_B$ și ținînd cont că

$$i_{pE} = i_{pEC} + i_{pEB} \tag{1.33}$$

se obține:

$$i_C + i_B = i_{pEC} + i_{pEB} + i_{nBE} = i_{pE} + i_{nBE} = i_E \tag{1.34}$$

Raportul

$$\alpha_N = \frac{i_{pEC}}{i_{pE}} \tag{1.35}$$

se numește *factor static de amplificare în curent* și are valori de 0,98 ... 0,998. Neglijînd componenta $i_{nBE}$ în raport cu $i_{pE}$, întrucît concentrația purtătorilor majoritari în emitor este mult mai mare decît în bază, rezultă $i_E \simeq i_{pE}$. Cu această simplificare, din relațiile (1.31), (1.32), (1.33) și (1.35) se obțin ecuațiile uzuale ale curenților prin tranzistor:

$$i_C = \alpha_N i_E + i_{CB0} \tag{1.36}$$

$$i_B = (1 - \alpha_N)\, i_E - I_{CB0} \tag{1.37}$$

Simbolizarea tranzistorului *pnp* este indicată în fig. 1.25, *b*.

În cazul tranzistorului *npn* (fig. 1.26), electronii majoritari din emitor difuzează în zona bazei. De aici, electronii difuzați — deveniți purtători minoritari — trec prin efect de tranzistor în zona colectorului. Deci, circulația purtătorilor se face în mod analog tranzistorului *pnp*, cu deosebirea că sensul curentului de electroni este invers sensului de circulație a electronilor. Polaritățile tensiunilor aplicate la tranzistorul *npn* se inversează față de tranzistorul *pnp*, însă în valori absolute aceste tensiuni au același ordin de mărime.

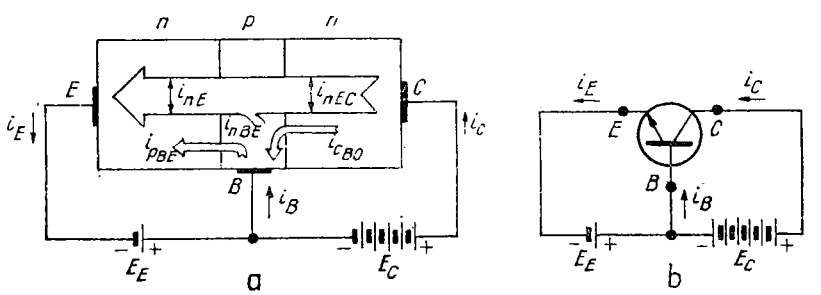



Fig. 1.26. Tranzistor bipolar *npn*:
*a* — diagrama curenților prin tranzistor; *b* — simbolul tranzistorului în circuitul de alimentare.

În concluzie, se pot reține următoarele aspecte importante privind funcționarea tranzistorului bipolar, în regimul de lucru considerat (corespunzător regiunii active de funcționare);

— tensiunea între emitor și bază este mică (zecimi de volt), deoarece joncțiunea emitorului este polarizată în sens direct;

— tensiunea între colector și bază are o valoare mare (volți, zeci de volți), deoarece joncțiunea colectorului este polarizată invers, putînd prelua tensiuni relativ mari;

— curentul de colector este aproximativ egal cu curentul pe emitor;

— întrucît curentul obținut în „circuitul de ieșire" al tranzistorului (circuitul de colector) este practic egal cu curentul din „circuitul de intrare" (circuitul emitor-bază), iar tensiunea bază-colector este mult mai mare decît tensiunea emitor-bază, rezultă că puterea ce se poate obține în circuitul de ieșire este mai mare decît puterea în circuitul de intrare, ceea ce permite realizarea funcției de amplificare în putere a unui semnal.

### 1.4.3. CARACTERISTICILE STATICE ALE TRANZISTORULUI BIPOLAR

În schemele de amplificare în care este utilizat (precum și în alte circuite electronice), tranzistorul este tratat ca un cuadripol activ, avînd două borne de intrare și două borne de ieșire. Tranzistorul are însă 3 borne; în consecință, pentru utilizarea lui într-un circuit de amplificare, este necesar ca o bornă să fie comună atît circuitului de intrare, cît și circuitului de ieșire. În funcție de electrodul utilizat ca bornă comună, tranzistorul se poate conecta în trei scheme fundamentale (fig. 1.27): cu baza comună (*BC*), cu emitorul comun (*EC*), cu colectorul comun (*CC*).

Caracteristicile statice ale unui tranzistor exprimă legăturile dintre curenții prin tranzistor și tensiunile aplicate, în regim staționar. Ele se pot exprima analitic, însă cel mai frecvent se dau sub formă grafică. Principalele caracteristici ale tranzistoarelor bipolare sînt:

— *familia caracteristicilor de ieșire*, care dă dependența curentului din circuitul de ieșire, în functie de tensiunea la bornele de ieșire și de curentul din circuitul de intrare;

— *familia caracteristicilor de intrare*, reprezentînd dependența curentului din circuitul de intrare, în funcție de tensiunea de intrare și de tensiunea la bornele de ieșire.

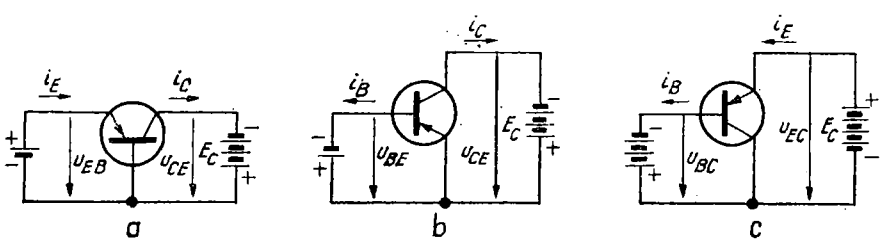



Fig. 1.27. Scheme fundamentale de conectare a tranzistorului:
*a* — cu baza comună (BC); *b* — cu emitorul comun (EC); *c* — cu colectorul comun (CC).

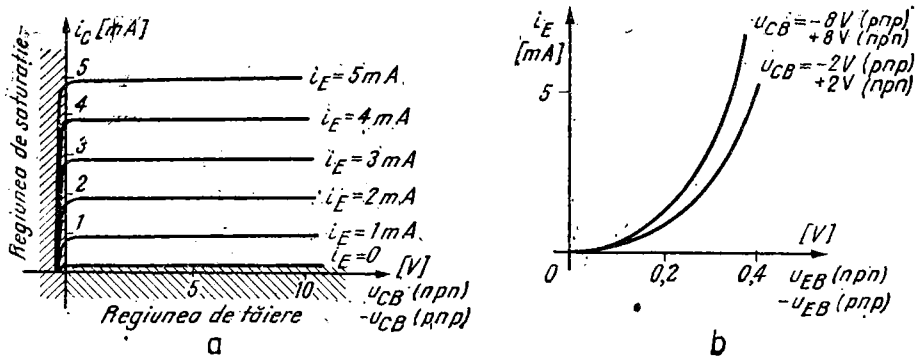



Fig. 1.28. Caracteristicile tranzistorului bipolar în conexiunea BC:
*a* — familia caracteristicilor de ieșire; *b* — familia caracteristicilor de intrare.

Caracteristicile tranzistorului depind de schema de conexiune a acestuia. Pentru tranzistorul cu bază comună (*BC*), cele două familii de caracteristici reprezintă dependențele

$$i_C = f_1(u_{CB},\ i_E) \tag{1.38}$$

respectiv

$$i_E = f_2(u_{EB},\ u_{CB}) \tag{1.39}$$

și sînt date în fig. 1.28. În planul caracteristicii de ieșire se pot distinge următoarele regiuni:

— *regiunea activă directă (normală)*, în care tranzistorul funcționează cu joncțiunea emitorului polarizată în sens direct și joncțiunea colectorului polarizată în sens invers, expresia curentului de colector fiind dată de relația (1.36), pentru $i_E > 0$;

— *regiunea de blocare (de tăiere)* în care joncțiunea emitorului fie nu este polarizată, deci $i_C = I_{CB0}$, fie este polarizată în sens invers;

— *regiunea de saturație*, în care ambele joncțiuni sînt polarizate în sens direct;

— *regiunea activă inversă*, în care emitorul și colectorul își inversează rolul: joncțiunea colectorului are polarizare directă iar cea a emitorului polarizare inversă. Analog relației (1.36) se poate scrie

$$-i_E = \alpha_I(-i_C) + I_{EB0}$$

unde sensurile de referință ale curenților s-au considerat cele de la regiunea activă directă, iar $\alpha_I$ și $I_{EB0}$ au semnificații similare mărimilor $\alpha_N$, respectiv $I_{CB0}$.

În amplificatoarele obișnuite, tranzistorul funcționează cel mai frecvent în regiunea activă directă a caracteristicilor statice. Aici, caracteristicile sînt practic drepte echidistante, avînd o înclinare foarte mică față de orizontală. Înclinarea se datorește creșterii factorului $\alpha_N$ cu tensiunea de alimentare $u_{CB}$. Acest efect se datorește îngustării zonei neutre a bazei, ca urmare a lărgirii regiunii de sarcină spațială a joncțiunii colectorului, la creșterea tensiunii inverse $u_{CB}$.

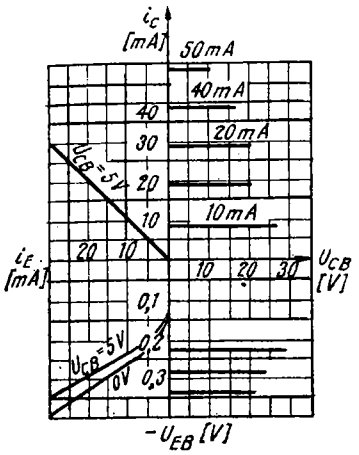



Fig. 1.29. Caracteristica în 4 cadrane a unui tranzistor în conexiunea BC.

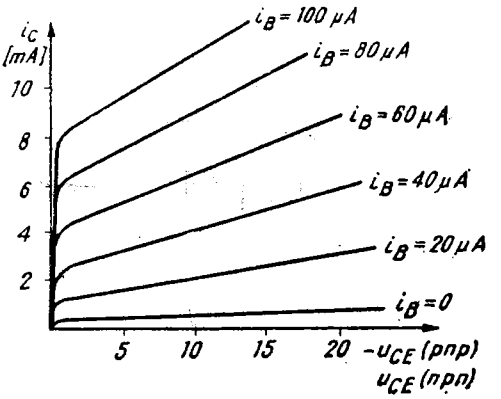



Fig. 1.30. Caracteristicile de ieşire ale unui tranzistor în conexiunea EC.

Într-o serie de circuite electronice importante, cum sînt cele de comutaţie statică, tranzistorul funcţionează în regiunile de blocare, de saturaţie şi chiar cu alimentare inversată.

Pentru reprezentarea completă a caracteristicilor tranzistorului bipolar, în cataloagele de dispozitive semiconductoare se dau, uneori, într-o diagramă cu patru cadrane, patru familii de caracteristici: cele două familii deja prezentate (de ieşire şi de intrare) şi două familii pentru caracteristicile de transfer $i_C = f_1(i_E, u_{CB})$ şi $u_{EB} = f_2(u_{CB}, i_E)$. În fig. 1.29 este dată o astfel de diagramă în 4 cadrane, pentru un tranzistor *npn* de mică putere, în conexiune *BC*.

Cea mai utilizată schemă de conectare a tranzistorului în circuitele electronice este schema cu emitor comun (*EC*). În această conexiune, familiile caracteristicilor de ieşire şi de intrare reprezintă dependenţele

$$i_C = f(u_{CE}, i_B) \tag{1.40}$$

$$i_B = g(u_{BE}, u_{CE}) \tag{1.41}$$

Familia caracteristicilor de ieşire, corespunzătoare relaţiei (1.40), este reprezentată în fig. 1.30. În abscisă se consideră $-u_{CE}$, la tranzistoarele *pnp*, şi $u_{CE}$ — la tranzistoarele *npn*. Dependenţa curentului de ieşire $i_C$, în funcţie de curentul de intrare $i_B$, în regiunea activă, se obţine din relaţiile (1.36) şi (1.37):

$$i_C = \frac{\alpha_N}{1-\alpha_N} i_B + \frac{I_{CB0}}{1-\alpha_N} = \beta_N i_B + \frac{I_{CB0}}{1-\alpha_N} = \beta_N i_B + I_{CE0} \tag{1.42}$$

în care $\beta_N = \dfrac{\alpha_N}{1-\alpha_N}$ este *factorul de amplificare static în curent al tranzistorului în conexiune EC*. Deoarece $\alpha_N$ este foarte apropiat de 1, valoarea factorului $\beta_N$ este relativ mare: între 30 şi 1 000. Efectul îngustării zonei bazei la creşterea tensiunii aplicate în circuitul colectorului, care produce o uşoară creştere a factorului $\alpha_N$, determină o modificare mult mai pronunţată a lui $\beta_N$. În consecinţă, caracteristicile de ieşire au, în regiunea activă, o înclinare relativ mare, faţă de cazul conexiunii BC.

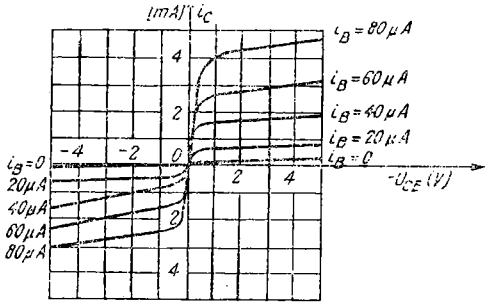



Fig. 1.31. Caracteristicile de ieşire în cadranele I şi III ale tranzistorului în conexiunea EC.

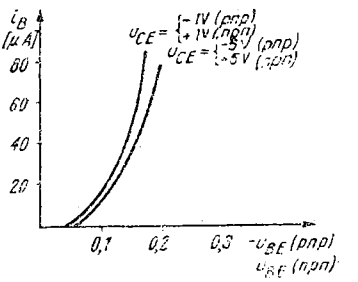



Fig. 1.32. Caracteristicile de intrare ale tranzistorului în conexiunea EC.

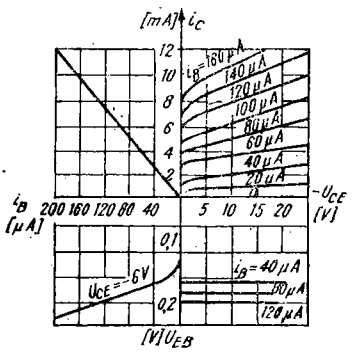



Fig. 1.33. Caracteristica în 4 cadrane a unui tranzistor în conexiunea EC.

Regiunea de saturaţie a caracteristicii de ieşire este situată în cadranul I. În această regiune, caracteristicile de ieşire ale tranzistorului sînt foarte apropiate. Pentru scări obişnuite adoptate în abscisă şi ordonată, regiunea de saturaţie se reduce practic la o dreaptă, cu înclinare apropiată de 90°, numită dreaptă de saturaţie.

Regiunea de blocare (de tăiere) corespunde situaţiilor de polarizare inversă a joncţiunii emitor-bază; riguros, regimul de tăiere se obţine la $i_B = -I_{CB0}$.

În reprezentarea grafică din fig. 1.30 s-au pus în evidenţă doar 3 din cele 4 regiuni ale caracteristicii statice. Dacă se consideră şi situaţia cînd emitorul şi colectorul îşi inversează rolul (tranzistorul inversat), caracteristicile se extind în cadranul III. Aici, pe lîngă regimurile de blocare şi saturaţie, corespunzătoare tranzistorului inversat, apare regiunea activă inversă (fig. 1.31).

Familia caracteristicilor de intrare, corespunzătoare relaţiei (1.41), este reprezentată în fig. 1.32. În abscisă se consideră $-u_{BE}$, la tranzistoarele *pnp*, şi $+u_{BE}$, la tranzistoarele *npn*.

Reprezentarea completă a caracteristicilor tranzistoarelor în conexiunea *EC* se poate face, ca şi în conexiunea *BC*, cu ajutorul diagramei în 4 cadrane (fig. 1.33).

Caracteristicile tranzistoarelor bipolare se pot exprima şi sub formă analitică. Fie cazul unui tranzistor în conexiunea *BC*. Utilizînd ecuaţia (1.18) a diodei ideale, se pot deduce ecuaţiile curenţilor $i_C$ şi $i_E$, pentru oricare regim de funcţionare. Notînd cu $I_{Cs}$ şi $I_{Es}$ curenţii de saturaţie ai joncţiunilor de colector, respectiv emitor, curenţii $i_C$ şi $i_E$ pot fi consideraţi ca rezultînd din însumarea a cîte doi curenţi, corespunzători celor două joncţiuni. Astfel, prin joncţiunea

colectorului circulă componenta $I_{Cs}\left[\exp\left(\frac{eu_{CB}}{kT}\right) - 1\right]$, corespunzătoare tensiunii $u_{CB}$ aplicate, precum și componenta $\alpha_N I_{Es}\left[\exp\left(\frac{eu_{EB}}{kT}\right) - 1\right]$ dată de joncțiunea emitorului, ca urmare a efectului de tranzistor. În mod similar, prin joncțiunea emitorului circulă componenta $I_{Es}\left[\exp\left(\frac{eu_{EB}}{kT}\right) - 1\right]$ dată de tensiunea aplicată $u_{EB}$, precum și componenta $\alpha_I I_{Cs}\left[\exp\left(\frac{eu_{CB}}{kT}\right) - 1\right]$, produsă prin efect de tranzistor, la funcționarea în regiunea activă inversă. Ținînd seama de sensurile componentelor menționate, rezultă

$$i_C = -I_{Cs}\left[\exp\left(\frac{eu_{CB}}{kT}\right) - 1\right] + \alpha_N I_{Es}\left[\exp\left(\frac{eu_{BE}}{kT}\right) - 1\right] \tag{1.43}$$

$$i_E = I_{Es}\left[\exp\left(\frac{eu_{EB}}{kT}\right) - 1\right] - \alpha_I I_{Cs}\left[\exp\left(\frac{eu_{CB}}{kT}\right) - 1\right] \tag{1.44}$$

Ecuațiile (1.43) și (1.44) formează modelul Ebers-Moll al tranzistorului bipolar.

### 1.4.4. LIMITĂRI ÎN FUNCȚIONAREA TRANZISTOARELOR

Asigurarea integrității tranzistoarelor necesită considerarea unor limitări impuse mărimilor ce le determină regimul de lucru. Principalele limitări sînt cele care se impun tensiunii pe joncțiunea colectorului, curentului de colector și puterii dezvoltate pe tranzistor.

Creșterea tensiunii colector-bază, $u_{CB}$, la un tranzistor în conexiunea *BC*, are ca efect — la tensiuni mari de colector — apariția fenomenului de multiplicare în avalanșă a purtătorilor în regiunea de trecere a joncțiunii colectorului. Acest fenomen constă în ionizarea atomilor de către purtătorii accelerați de cîmpul electric din zona joncțiunii; purtătorii generați prin ionizare sînt la rîndul lor accelerați de cîmpul electric, producînd noi perechi electron-gol, prin ciocniri cu atomii din rețeaua semiconductorului, ș.a.m.d. Datorită efectului de multiplicare în avalanșă, curentul de colector crește. Expresia acestuia devine

$$i_C = M\,(\alpha_N i_E + I_{CB0}) \tag{1.45}$$

unde $M$ este factorul de multiplicare în avalanșă al joncțiunii colectorului. Acesta este practic egal cu unitatea, la tensiuni mici în comparație cu tensiunea de străpungere a joncțiunii colectorului, $U_{CBstr}$, și crește nedefinit cînd $u_{CE}$ atinge tensiunea de străpungere (fig. 1.34). Expresia analitică a factorului de multiplicare în avalanșă este

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{u_{CB}}{U_{CBstr}}\right)^n} \tag{1.46}$$

unde $n$ este cuprins între 3 și 7, depinzînd de natura și proprietățile semiconductorului și joncțiunii.

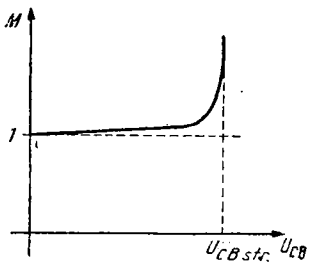



Fig. 1.34. Dependența factorului de multiplicare în avalanșă de tensiune aplicată.

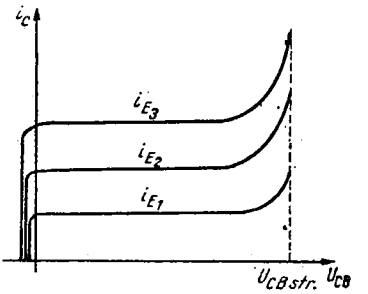



Fig. 1.35. Caracteristicile de ieșire la un tranzistor în conexiunea BC, pentru tensiuni mari de colector.

*Prima limitare.* Forma caracteristicii de ieșire, pentru tensiuni mari de colector, la un tranzistor în conexiune *BC*, este dată în fig. 1.35. Rezultă că, pentru asigurarea integrității tranzistorului, este necesar să se impună o limitare de forma

$$u_{CB} \leqslant U_{CB\,max}; \quad (U_{CB\,max} < U_{CB\,str}) \tag{1.47}$$

unde $U_{CB\,max}$ reprezintă un parametru de catalog al tranzistorului.

La funcționarea tranzistorului în conexiunea *EC*, limitarea trebuie să se impună tensiunii $u_{CE}$:

$$u_{CE} \leqslant U_{CE\,max} \tag{1.48}$$

unde mărimea $U_{CE\,max}$ este determinată de tensiunea de străpungere $U_{CE\,str}$. Aceasta este mai mică decît $U_{CB\,str}$, fiind determinată de relația

$$U_{CE\,str} = \frac{U_{CB\,str}}{\sqrt[n]{\beta_N + 1}} \tag{1.49}$$

*A doua limitare* importantă se referă la curentul de colector:

$$i_C \leqslant I_{C\,max} \tag{1.50}$$

unde curentul maxim de colector, $I_{C\,max}$, reprezintă un parametru de catalog al tranzistorului. Limitarea (1.50) vizează nu numai integritatea tranzistorului, ci și evitarea unor regimuri din caracteristica statică, în care performanțele tranzistorului sînt scăzute ($\beta_N$ redus).

*A treia limitare* se impune puterii dezvoltate în tranzistor. La funcționarea tranzistorului într-un circuit dat, se consumă energie electrică de la sursa de alimentare, energie care se transformă în căldură — dezvoltată în tranzistor și în componentele electronice pasive din circuit —, precum și în energie a semnalului util. Deoarece puterea în circuitul de intrare al tranzistorului este mult mai mică decît cea din circuitul de ieșire, în bilanțul energetic din tranzistor se va considera numai puterea disipată în circuitul colectorului (de ieșire). Atunci cînd puterea dezvoltată în joncțiunea colectorului este egală cu puterea evacuată în mediul ambiant, se obține regimul staționar termic, cînd temperatura joncțiunii, $T_j$, este constantă. Temperatura $T_j$ trebuie să nu depășească 85°C la tranzistoarele cu Ge și 150°C la tranzistoarele cu Si. Aceste limite sînt impuse de procesele ireversibile din semiconductor (recristalizări locale, topiri), care au loc la temperaturi mai mari, conducînd

la degenerarea structurii semiconductorului. Pentru o suprafață de disipație dată a tranzistorului, temperatura $T$ în regim staționar termic este cu atît mai mare, cu cît puterea dezvoltată în tranzistor este mai mare. Limitarea temperaturii $T_j$ la o valoare maximă admisibilă, $T_{j\,max}$ presupune limitarea puterii disipate pe tranzistor, la o valoare maximă admisibilă, $P_{d\,max}$. Mărimea $P_{d\,max}$ depinde de suprafața de disipație a tranzistorului și de condițiile de mediu: temperatura mediului, viteza aerului (la răcirea prin ventilare) etc. Dacă se depășește puterea admisibilă $P_{d\,max}$, atunci temperatura $T_j$ depășește limita permisă, $T_{j\,max}$, și se declanșează procesul de ambalare termică a tranzistorului. Ambalarea termică este un proces care se desfășoară în avalanșă, conducînd la distrugerea tranzistorului, prin următoarea înlănțuire de fenomene: la creșterea temperaturii $T_j$, curentul de colector crește (v. § 1.4.5), deci va crește puterea dezvoltată în joncțiunea colectorului, crește temperatura $T_j$ ș.a.m.d.

Pentru un tranzistor în conexiune $EC$, puterea dezvoltată în circuitul colectorului este produsul $u_{CE}i_C$. Deci, este necesar să se impună limitarea

$$u_{CE}i_C \leqslant P_{d\,max} \tag{1.51}$$

Așa cum s-a arătat, puterea disipată maximă admisă este o mărime care depinde de temperatura mediului ambiant și de modul cum este asigurată evacuarea căldurii de la joncțiune în mediu. Transferul de căldură de la joncțiune la mediul ambiant se face în două faze: de la joncțiune la capsula tranzistorului și de la aceasta la mediu.

Transmiterea căldurii de la joncțiune la capsulă este asigurată prin construcția tranzistorului. Ea este caracterizată printr-un parametru numit *rezistența termică joncțiune-capsulă* (corp), $R_{th,\,jc}$, definită ca raportul dintre diferența de temperatură între joncțiune și capsulă și puterea termică maximă, transmisă în regim staționar:

$$R_{th,\,jc} = \frac{T_j - T_c}{P_{d\,max}} \ [°C/W] \tag{1.52}$$

Rezistența termică joncțiune-capsulă este de 50...200 °C/W, la tranzistoarele de mică putere și de circa 2 °C/W, la tranzistoarele de putere.

Transferul de căldură joncțiune-mediu ambiant este caracterizat de *rezistența termică joncțiune-ambiant*, $R_{th;\,ja}$:

$$R_{th,\,ja} = \frac{T_j - T_a}{P_{d\,max}} \ [°C/W] \tag{1.53}$$

unde $T_a$ este temperatura mediului ambiant. Rezistența $R_{th;\,ja}$ este de 100... ...500 °C/W, la tranzistoarele de mică putere, și de ordinul zecilor de °C/W, la tranzistoarele de putere (fără radiator). Ea înglobează rezistența $R_{th;\,jc}$ și *rezistența termică corp-ambiant*, $R_{th,\,ca}$. Aceasta depinde de suprafața de disipare a căldurii de la corp la mediu. Tranzistoarele de putere se montează pe radiatoare, care pot fi calculate pentru obținerea unei valori dorite a rezistenței $R_{th,\,ca}$, corespunzătoare unei rezistențe globale joncțiune-ambiant impuse. În cataloagele de dispozitive semiconductoare se indică dependența puterii disipate maxime, $P_{d\,max}$, de temperatura mediului ambiant și de suprafața radiatorului. O asemenea dependență, pentru tranzistorul ASZ 15, este arătată în fig. 1.36. Cunoscînd temperatura mediului, $T_a$, și impunînd puterea disipată maximă, necesară în schema unde se utilizează tranzistorul,

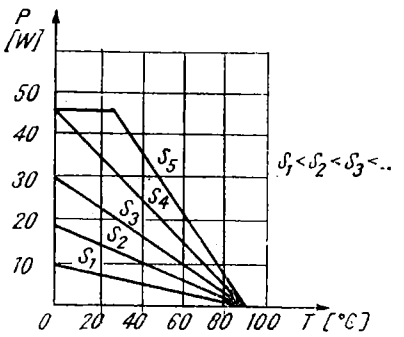



Fig. 1.36. Dependența puterii disipate maxime de temperatura mediului ambiant și de suprafața radiatoruiui, la tranzistorul ASZ15.

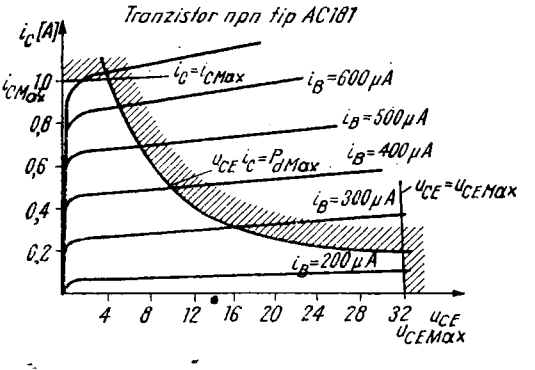



Fig. 1.37. Domeniul admisibil de funcționare al unui tranzistor.

din diagramă se stabilește suprafața $S^*$ a radiatorului. În practică se alege din catalog un radiator tipizat, cu suprafața $S \geqslant S^*$.

Limitările impuse tensiunii și curentului de colector, precum și puterii disipate pe colector, determină un domeniu admisibil de funcționare a tranzistoarelor, în planul caracteristicilor statice. Astfel, pentru schema *EC*, limitările (1.48), (1.50) și (1.51) delimitează regiunea admisibilă, nehașurată, din planul caracteristicilor de ieșire (fig. 1.37). Curba corespunzătoare ecuației $u_{CE}i_C = P_{d\,max}$ se numește *hiperbolă de disipație* a tranzistorului. Poziția ei depinde, așa cum s-a arătat, de rezistența termică $R_{th,\,ja}$, deci de suprafața radiatorului (cînd acesta există) și temperatura ambiantă.

În afara limitărilor arătate, se mai iau în considerare, în unele aplicații, și alte restricții, cum sînt:

— curentul de vîrf de colector să fie mai mic decît o valoare maximă admisibilă;

— tensiunea inversă a joncțiunii emitorului să nu depășească valoarea maximă admisibilă, $U_{EB\,max}$, indicată în catalog;

— tensiunea $u_{CE}$ să nu depășească o valoare numită *tensiune de pătrundere (penetrare)*, $U_{pt}$. La tensiuni mari de colector, regiunea de trecere a joncțiunii colectorului se extinde în așa măsură, încît poate ocupa în întregime zona bazei, ajungînd la regiunea de trecere a emitorului. În acest caz se spune că tranzistorul este penetrat (pătruns). Curenții de emitor și de colector cresc substanțial, datorită modificării distribuției potențialului în regiunea de trecere a joncțiunii emitorului, în sensul reducerii barierei de potențial ce se opune difuziei purtătorilor majoritari. La tranzistoarele moderne, tensiunea de pătrundere este mai mică decît $U_{CE\,max}$, astfel încît limitarea tensiunii $u_{CE}$ rezultă din condiția evitării efectului de multiplicare în avalanșă a purtătorilor.

### 1.4.5. INFLUENȚA TEMPERATURII ASUPRA CARACTERISTICILOR STATICE ALE TRANZISTORULUI

Concentrația purtătorilor minoritari din cele trei regiuni ale tranzistorului bipolar depinde exponențial de temperatura cristalului. Această particularitate determină o influență importantă a temperaturii joncțiunilor asupra

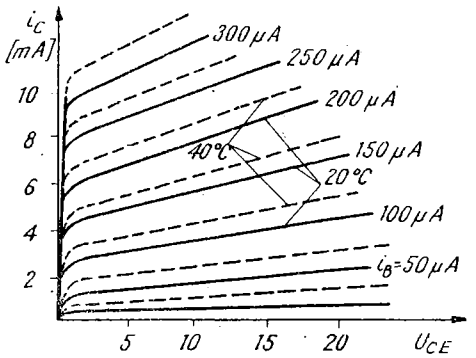



Fig. 1.38. Modificarea cu temperatura a familiei caracteristicilor de ieşire la un tranzistor bipolar.

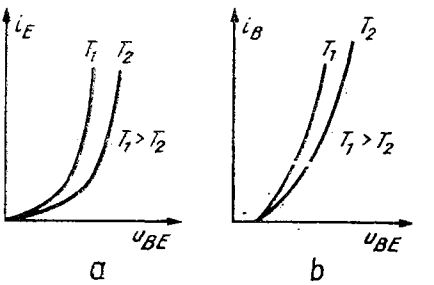



Fig. 1.39. Modificarea caracteristicilor de intrare cu temperatura:
*a* — în conexiunea BC; *b* — în conexiunea EC.

caracteristicilor statice ale tranzistorului. Dintre efectele mai importante ale influenţei temperaturii asupra caracteristicilor statice menţionăm:

— *Creşterea curentului de colector* $i_C$ cu temperatura, avînd ca rezultat deplasarea în sus a curbelor reprezentînd familia caracteristicilor de ieşire (fig. 1.38). Un aport deosebit îl are creşterea substanţială cu temperatura a curentului de purtători minoritari $I_{CB0}$. La tranzistoarele cu Si, curentul rezidual este extrem de mic (de ordinul nA), astfel încît ponderea lui, chiar la temperaturi ridicate, este mai mică decît la tranzistoarele cu Ge. Din acest motiv, cît şi datorită temperaturii ridicate la care pot funcţiona, tranzistoarele cu siliciu se utilizează cel mai mult în circuitele electronice din industrie.

— *Micşorarea tensiunii emitor-bază* (pentru $i_E$ = ct sau $i_B$ = ct), avînd ca efect modificarea caracteristicilor de intrare, atît în schema *BC*, cît şi în schema *EC* (fig. 1.39, *a*, respectiv *b*).

— *Creşterea coeficientului static de amplificare* $\alpha_N$, şi implicit a coeficientului $\beta_N$, la majoritatea tranzistoarelor.

### 1.4.6. STABILIREA PUNCTULUI STATIC DE FUNCŢIONARE AL TRANZISTORULUI

Pentru funcţionarea corectă a tranzistorului bipolar într-un etaj de amplificare, în conformitate cu schema de principiu din fig. 1.23,*c*, este necesar ca tranzistorul să fie alimentat în serie cu rezistenţa de sarcină, astfel încît să se asigure funcţionarea acestuia în regiunea activă a caracteristicilor de ieşire. Se va considera schema *EC* de conectare a tranzistorului, care este cea mai utilizată în circuitele electronice.

Asigurarea unui punct static de funcţionare în regiunea activă normală a caracteristicilor, caracterizat de curentul de bază $i_{B0}$, curentul de colector $i_{C0}$ şi tensiunea colector-emitor $u_{CE0}$, necesită polarizarea în sens de conducţie a joncţiunii emitorului şi în sens de blocare a joncţiunii colectorului. Aceasta se poate realiza cu ajutorul a două surse: $E_C$ şi $E_B$ (fig. 1.40). Rezistenţa $R_B$ din circuitul bazei este astfel aleasă, încît pentru o rezistenţă de sarcină $R_s \equiv R_C$ şi o tensiune de colector $E_C$ date, să se impună tranzistorului un punct de funcţionare convenabil, în regiunea activă admisibilă a caracteristicii statice.

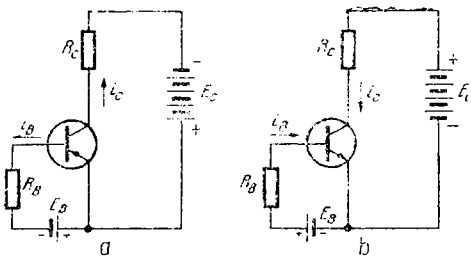


Fig. 1.40. Scheme de alimentare a unui tranzistor într-un etaj, utilizînd două surse: *a* — cu tranzistor *pnp*; *b* — cu tranzistor *npn*.

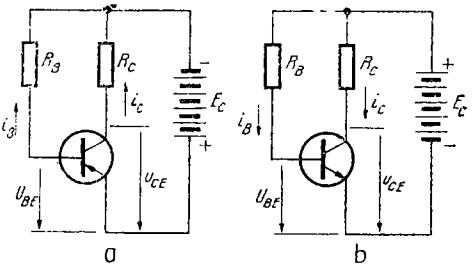


Fig. 1.41. Scheme de alimentare a unui tranzistor într-un etaj, utilizînd o singură sursă: *a* — schema cu tranzistor *pnp*; *b* — schema cu tranzistor *npn*.

Schemele din fig. 1.40 au dezavantajul că necesită două surse pentru asigurarea funcționării tranzistorului, de aceea se utilizează rar. La realizarea etajului de amplificare se poate utiliza o singură sursă de alimentare, prin care se stabilește atît polarizarea joncțiunii colectorului, cît și polarizarea joncțiunii emitorului. Cea mai simplă soluție constă în alimentarea bazei de la sursa de colector $E_C$, printr-o rezistență $R_B$ care asigură valoarea $i_{B0}$ a curentului de bază (fig. 1.41). Presupunînd că sînt date caracteristicile de ieșire ale tranzistorului (fig. 1.42),

$$i_C = f(u_{CE}, i_B) \tag{1.54}$$

precum și mărimile $E_C$, $R_B$ și rezistența de sarcină (de colector) $R_C$ — introdusă în conformitate cu schema de principiu din fig. 1.23, *c* —, se pune problema determinării punctului static de funcționare, definit prin mărimile $i_{B0}$, $i_{C0}$ și $u_{CE0}$. În acest scop se scrie teorema a doua a lui Kirchhoff pe circuitul de colector și pe circuitul de alimentare a bazei:

$$E_C = R_C\, i_C \mp u_{CE} \tag{1.55}$$

$$E_C = R_B\, i_B \mp u_{BE} \tag{1.56}$$

în care semnul minus se adoptă în cazul schemelor cu tranzistor *pnp* (fig. 141,*a*) iar semnul plus, în cazul schemelor cu tranzistor *npn* (fig. 1.41,*b*).

Deoarece $|u_{BE}| \ll E_C$, relația (1.56) se poate scrie sub forma

$$E_C \simeq R_B i_B \tag{1.57}$$

Pentru deducerea punctului static de funcționare al tranzistorului în schemele din fig. 1.41 se rezolvă grafic sistemul ecuațiilor (1.54), (1.55) și (1.57). Din ultima ecuație se obține:

$$i_{B0} \simeq \frac{E_C}{R_B} \tag{1.58}$$

În planul caracteristicilor de ieșire se face reprezentarea grafică a dreptei statice de sarcină, corespunzătoare ecuației (1.55). Observăm că semnele — sau + din această ecuație se regăsesc la tensiunea $u_{CE}$ din abscisă, după cum tranzistorul este *pnp* sau *npn*. Intersecția dreptei statice de sarcină cu caracteristica corespunzătoare curentului $i_{B0}$ (trasată cu linie îngroșată în fig. 1.42) determină punctul static de funcționare, *M*, de coordonate $\mp u_{CE0}$ și $i_{C0}$.

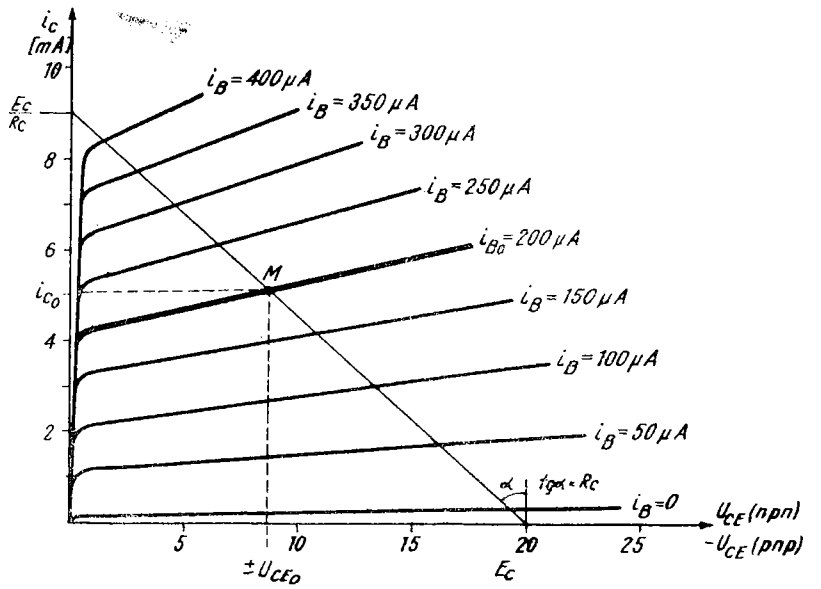



Fig. 1.42. Stabilirea punctului static de funcționare la tranzistoarele din schemele date în fig. 1.41.

Dacă se dă tensiunea $E_C$ și punctul static de funcționare, relațiile (1.55) și (1.57) pot fi folosite pentru calculul rezistențelor $R_C$ și $R_B$, care asigură punctul static de funcționare dat.

Exemplu. Dacă se dau $E_C = 20$ V; $i_{B0} = 200$ μA; $-u_{CE0} = 9$ V; $i_{C0} = 5$ mA, rezultă

$$R_B \simeq \frac{E_C}{i_{B0}} = \frac{20}{200 \cdot 10^{-6}} = 100 \text{ k}\Omega; \quad R_C = \frac{E_C - |-u_{CE0}|}{i_{C0}} = \frac{20 - 9}{5 \cdot 10^{-3}} = 2{,}2 \text{ k}\Omega$$

S-a arătat că variația temperaturii produce modificarea caracteristicilor statice ale tranzistoarelor. Considerînd modificarea temperaturii la o valoare mai ridicată, pentru care caracteristicile de ieșire sînt reprezentate, în fig. 1.43, cu linie întreruptă, se constată că punctul static de funcționare se modifică din $M$ în $M'$ (curentul de colector crește, iar tensiunea $|u_{CE}|$ scade). O cerință importantă impusă circuitului de polarizare a tranzistorului, care nu este îndeplinită în schemele din fig. 1.41, este asigurarea stabilității punctului static de funcționare la variația temperaturii. Ținînd cont de influența temperaturii asupra curentului rezidual $I_{CB0}$, tensiunii $u_{EB}$ (corespunzătoare unui curent $i_E = \text{ct}$) și asupra factorului $\beta_N$, precum și de efectul acestor mărimi asupra curentului de colector, exprimat de relația

$$i_C = i_C(I_{CB0}, U_{EB}, \beta_N), \quad (1.59)$$

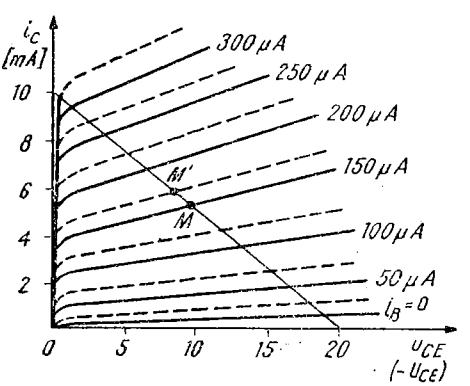



Fig. 1.43. Variația punctului static de funcționare cu temperatura.

se obține variația totală a curentului de colector, prin diferențierea relației (1.59) și trecerea la diferențe finite:

$$\Delta i_C = \frac{\partial i_C}{\partial I_{CB0}} \Delta I_{CB0} + \frac{\partial i_C}{\partial |U_{EB}|} \Delta |U_{EB}| + \frac{\partial i_C}{\partial \beta_N} \Delta \beta_N \tag{1.60}$$

sau

$$\Delta i_C = S_I \Delta I_{CB0} + S_U \Delta |U_{EB}| + S_\beta \Delta \beta_N \tag{1.61}$$

în care

$$S_I = \frac{\partial i_C}{\partial I_{CB0}}; \; S_U = \frac{\partial i_C}{\partial |U_{EB}|}; \; S_\beta = \frac{\partial i_C}{\partial \beta_N} \tag{1.62}$$

sînt factorii de sensibilitate ai curentului de colector, în raport cu $I_{CB0}$, $|U_{EB}|$ și $\beta_N$. Micșorarea variației $\Delta i_C$, la modificarea temperaturii, se realizează cu ajutorul unor scheme de polarizare a tranzistorului, care asigură stabilizarea termică a punctului static de funcționare.

### 1.4.7. SCHEME PENTRU INSENSIBILIZAREA PUNCTULUI STATIC DE FUNCȚIONARE CU TEMPERATURA

Pentru micșorarea variației punctului static de funcționare cu temperatura se utilizează două categorii de metode:

— stabilizarea prin circuite de polarizare cu elemente liniare;

— stabilizarea prin elemente de compensare neliniare.

**A. Scheme de stabilizare a punctului static de funcționare utilizînd elemente liniare.** În fig. 1.44, *a* este dată o schemă simplă de polarizare a tranzistorului, cu stabilizarea punctului static de funcționare. Curentul de bază este asigurat de rezistența $R_B$, alimentată de la colectorul tranzistorului ($i_B \approx u_{CE}/R_B$). La creșterea temperaturii, curentul de colector crește, tensiunea $u_{CE}$ scade, astfel încît scade și curentul de bază $i_B$, ceea ce are ca efect tendința de micșorare a curentului de colector, adică de reducere a variației acestuia, datorită temperaturii. La utilizarea schemei prezentate, ca etaj de amplificare în curent alternativ, prin rezistența $R_B$ se realizează întoarcerea la intrare a unei părți din semnalul de ieșire al amplificatorului. Acest fenomen se numește reacție. Pentru eliminarea reacției în curent alternativ, rezistența $R_B$ se divide în două rezistențe $R_{B1}$ și $R_{B2}$, legate în serie ($R_B = R_{B1} + R_{B2}$). Se conectează punctul de legătură al acestora la borna comună, prin intermediul unui condensator $C$ (fig. 1.44, *b*). Valoarea capacității $C$ se alege astfel, încît reactanța să fie neglijabilă la frecvența de lucru a amplificatorului. Deoarece în curent alternativ punctul $M$ este legat la borna comună, reacția din amplificator este eliminată.

În fig. 1.45 este prezentată schema cea mai utilizată pentru alimentarea tranzistorului bipolar, cu stabilizarea punctului static de funcționare. În § 1.4.5 s-a arătat că, la creșterea temperaturii, scade tensiunea $u_{EB}$, corespunzătoare unui curent $i_E$ = const. Cu alte cuvinte, pentru o tensiune $u_{EB}$ = = const, curentul de emitor crește cu temperatura, ceea ce se poate observa din fig. 1.39. Acest efect este utilizat în schema de stabilizare a punctului

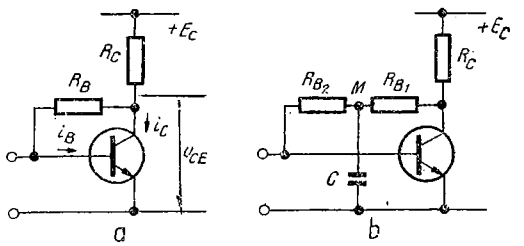



Fig. 1.44. Scheme de polarizare a tranzistorului, cu stabilizarea punctului static de funcționare la variația temperaturii:
*a* — schema cu alimentarea bazei din circuitul de colector; *b* — variantă care elimină reacția în curent alternativ.

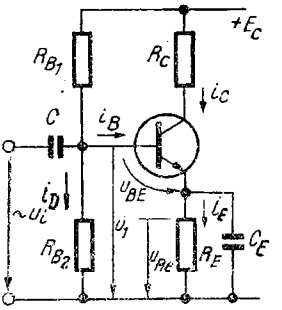



Fig. 1.45. Polarizarea tranzistorului bipolar, cu stabilizarea punctului static de funcționare utilizînd rezistență în emitor.

static de funcționare, dată în fig. 1.45. Dacă se aplică teorema a doua a lui Kirchhoff pe conturul închis din circuitul bază-emitor, rezultă:

$$R_E i_E + u_{BE} - u_1 = 0 \tag{1.63}$$

sau

$$u_{BE} = u_1 - R_E i_E \tag{1.64}$$

unde $u_1$ este o tensiune practic constantă, stabilită prin divizorul rezistiv format de $R_{B1}$ și $R_{B2}$. Pentru a rezulta $u_1 \simeq$ const, se impune condiția

$$i_D \geqslant 10\, i_B \tag{1.65}$$

unde $i_D$ este curentul prin rezistența $R_{B2}$ a divizorului rezistiv.

La creșterea temperaturii se va mări curentul de colector, tensiunea $u_{CE}$ scade, corespunzător noului punct de funcționare pe dreapta statică de sarcină, iar curentul de emitor — așa cum s-a arătat — va crește. Deoarece $u_1 = \text{const}$ și $i_E$ crește, din relația (1.64) se constată că tensiunea $u_{BE}$ scade, conducînd la scăderea curentului de bază. În consecință, curentul de colector, care este proporțional cu curentul de bază, va scădea și el, obținîndu-se efectul de stabilizare, adică de compensare a creșterii inițiale, datorită temperaturii. Condensatorul $C_E$, conectat în paralel cu rezistența $R_E$, are o reactanță neglijabilă la frecvența de lucru a circuitului, astfel încît emitorul este legat — în curent alternativ — la borna comună. Aceasta permite eliminarea reacției în curent alternativ, care apare la introducerea rezistenței $R_E$.

Pentru deducerea factorilor de sensibilitate $S_I$, $S_U$ și $S_\beta$ se scrie ecuația (1.42) sub forma

$$I_C = \beta_N I_B + (\beta_N + 1)\, I_{CB0} \tag{1.66}$$

iar în ecuația (1.63) se înlocuiește termenul $u_1$ prin expresia care rezultă din ecuațiile evidente

$$u_1 = R_{B2} i_D \tag{1.67}$$

$$E_C = R_{B1}(i_D + i_B) + R_{B2}\, i_D \tag{1.68}$$

Relația (1.63) devine

$$E_B = R_E i_E + R_B i_B + u_{BE} \tag{1.69}$$

unde

$$E_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} E_C; \quad R_B = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \tag{1.70}$$

Din ecuațiile (1.66) și (1.69), ținînd cont și de relația $i_E = i_C + i_B$, se obține curentul $i_C$, prin eliminarea curenților $i_E$ și $i_B$:

$$i_C = \left[\frac{\beta_N R_B}{R_B + (\beta_N + 1) R_E} + 1\right] I_{CB0} + \frac{\beta_N (E_B - u_{BE})}{R_B + (\beta_N + 1) R_E} \tag{1.71}$$

Calculînd factorii de sensibilitate $S_I$, $S_U$ și $S_\beta$ cu relațiile (1.62), rezultă

$$S_I = \frac{\partial i_C}{\partial I_{CB0}} = 1 + \frac{\beta_N R_B}{R}$$

$$S_U = \frac{\partial i_C}{\partial U_{EB}} = -\frac{\beta_N}{R} \tag{1.72}$$

$$S_\beta = \frac{(R_B + R_E)(i_B + I_{CB0})}{R}$$

unde

$$R = R_B + (\beta_N + 1) R_E \tag{1.73}$$

Din relațiile (1.72) se constată că efectul de stabilizare este cu atît mai puternic, cu cît rezistența $R_E$ este mai mare. Adoptînd o valoare prea mare a rezistenței $R_E$, căderea de tensiune $R_E i_{E0}$ micșorează diferența de potențial aplicată efectiv tranzistorului înseriat cu rezistența de sarcină, $R_c$. Aceasta are ca efect micșorarea amplitudinii semnalului amplificat, care se poate obține la ieșirea etajului. Din acest motiv, rezistența $R_E$ se adoptă din condiția

$$R_E i_{E0} = (0{,}1 \ldots 0{,}2)\, E_C \tag{1.74}$$

**Exemplu.** Să se calculeze elementele circuitului din fig. 1.46, astfel încît tranzistorul să funcționeze în punctul $M$ din planul caracteristicilor de ieșire (fig. 1.47, *a*). Se dau: $E_c = 20$ V, frecvența minimă de lucru a etajului, $f_{min} = 50$ Hz. Caracteristica de intrare a tranzistorului este dată în fig. 1.47, *b*.

Din graficul caracteristicilor de ieșire se scot:

$$u_{CE0} \simeq 6 \text{ V}; \quad i_{C0} = 9{,}5 \text{ mA}; \quad i_{B0} = 20 \ \mu\text{A}$$

Adoptînd $R_E i_{E0} = 0{,}2 E_C$, rezultă

$$R_E = \frac{0{,}2\, E_C}{i_{E0}} = \frac{0{,}2\, E_C}{i_{C0} + i_{B0}} = \frac{3}{9{,}52} \cdot 10^3 = 315\ \Omega$$

Din relația

$$E_C = R_C i_{C0} + u_{CE0} + R_E i_{E0}$$

se obține

$$R_C = \frac{E_C - u_{CE0} - R_E i_{E0}}{i_{C0}} = \frac{20 - 6 - 3}{9{,}5} \cdot 10^3 = 1{,}56 \text{ k}\Omega$$

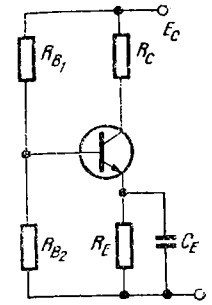



Fig. 1.46. Circuit de polarizare a unui tranzistor în conexiunea EC.

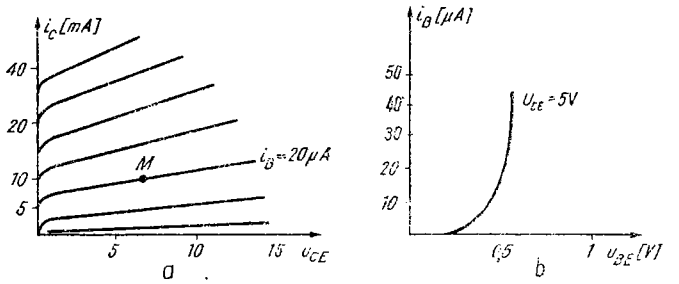



Fig. 1.47. Caracteristicile tranzistorului din fig. 1.46:
*a* — caracteristicile de ieşire; *b* — caracteristicile de intrare.

Corespunzător curentului $i_{B0} = 20$ μA, din caracteristica de intrare se scoate* $u_{BE0} \approx 0{,}55$ V. Din relaţia (1.64) rezultă

$$u_1 = u_{BE0} + R_E i_{E0} = 0{,}55 + 3 = 3{,}55 \text{ V}$$

Adoptînd $i_D = 10 i_{B0} = 0{,}2$ mA, rezultă

$$R_{B_2} = \frac{u_1}{i_D} = \frac{3{,}55}{0{,}2} \cdot 10^3 = 7{,}1 \text{ kΩ}$$

Din relaţia evidentă

$$E_C = R_{B_1}(i_D + i_{B0}) + u_1$$

se obţine

$$R_{B_1} = \frac{E_C - u_1}{i_D + i_{B0}} = \frac{20 - 3{,}55}{0{,}22} \cdot 10^3 \approx 75 \text{ kΩ}$$

Capacitatea $C_E$ se determină din condiţia ca reactanţa sa să fie neglijabilă, la $f_{min}$, faţă de $R_E$:

$$\frac{1}{C_E 2\pi f_{min}} \leqslant \frac{R_E}{10}$$

de unde rezultă

$$C_E \geqslant \frac{10}{2\pi f_{min} R_E} \approx 100 \text{ μF}$$

B. **Scheme de stabilizare a punctului static de funcţionare prin elemente neliniare de compensare.** Se utilizează, ca elemente de compensare, termistoare şi diode semiconductoare. În fig. 1.48 este prezentată o schemă de stabilizare utilizînd un termistor ca element de compensare. La creşterea temperaturii, rezistenţa termistorului scade, astfel, încît curentul $i_B$, rezultat din nodul $A$, scade şi el, acţionînd în sensul compensării efectului de creştere a curentului de colector cu temperatura.

* Caracteristicile de intrare, la diverse tensiuni $u_{CE}$, diferă puţin între ele. De aceea, se consideră neglijabilă eroarea care se face utilizînd caracteristica de $u_{CE} = 5$ V, în loc de cea pentru $u_{CE} = u_{CE0} = 6$ V.

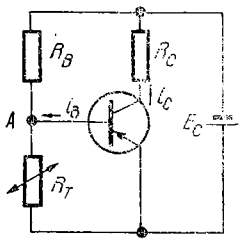



Fig. 1.48. Schemă de stabilizare a punctului static de funcționare, utilizînd termistor.

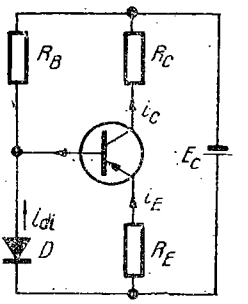



Fig. 1.49. Schemă de diodă de compensare, pentru stabilizarea punctului static de funcționare.

În fig. 1.49 este dată o schemă de stabilizare termică utilizînd o diodă ca element de compensare. Dioda $D$ fiind polarizată în sens de blocare, la creșterea temperaturii va crește curentul invers, $i_{di}$, avînd ca efect micșorarea curentului $i_B$, deci compensarea efectului de creștere a curentului $i_C$ cu temperatura.

### 1.4.8. REGIMUL DINAMIC LA SEMNAL MIC AL TRANZISTORULUI BIPOLAR

#### 1.4.8.1. Generalități. Analiza grafică a regimului dinamic

Fie un etaj de amplificare cu tranzistor bipolar (fig. 1.50), funcționînd într-un punct static de funcționare, $M$, asigurat de curentul de bază în regim staționar $i_{B0}$. În fig. 1.51 sînt date caracteristicile de ieșire ale tranzistorului, împreună cu dreapta statică de sarcină și punctul static de funcționare, determinate așa cum s-a arătat în § 1.4.6.

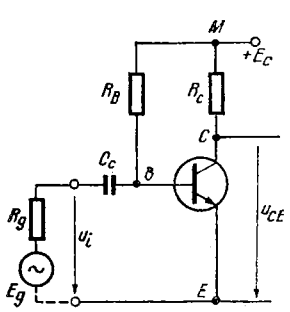



Fig. 1.50. Etaj de amplificare cu tranzistor bipolar.

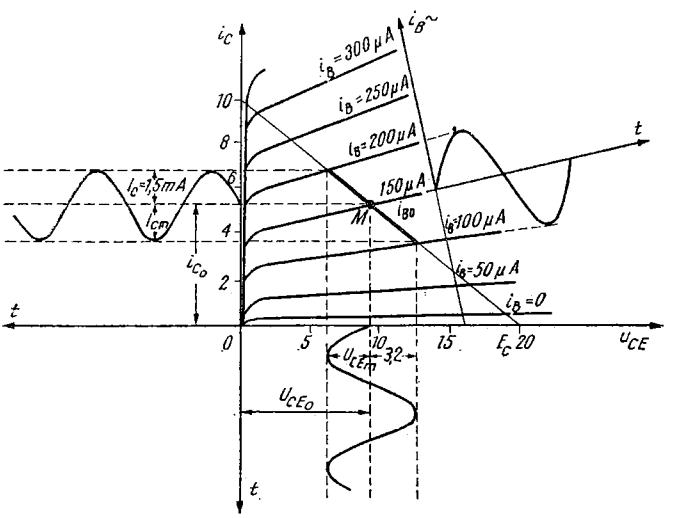



Fig. 1.51. Analiza grafică a regimului dinamic al tranzistorului din etajul dat în fig. 1.50.

Dacă la intrarea etajului se aplică un semnal alternativ $u_i$, curentul de bază va avea, pe lîngă componenta continuă $i_{B0}$, o componentă alternativă, $i_{B\sim}$, produsă de tensiunea $u_i$. Tensiunea de intrare se transmite etajului prin intermediul unui condensator de cuplaj, $C_c$, care separă în curent continuu etajul de sursa externă de semnal. În curent alternativ, condensatorul de cuplaj are — la frecvența semnalului amplificat — o reactanță neglijabilă, prezentîndu-se practic ca un scurtcircuit. Curentul de bază total va fi

$$i_B = i_{B0} + i_{B\sim} \tag{1.75}$$

Locul geometric al punctului de funcționare, în planul caracteristicilor de ieșire, atunci cînd se aplică semnalul alternativ la intrarea etajului, se numește *caracteristică dinamică* a tranzistorului. În cazul particular al etajului de amplificare din fig. 1.50, la aplicarea componentei alternative a curentului de bază, punctul de funcționare se deplasează pe o traiectorie care corespunde porțiunii îngroșate a dreptei statice de sarcină. Aceasta reprezintă caracteristica dinamică a tranzistorului în schema considerată. Ca urmare a deplasării punctului de funcționare pe caracteristica dinamică, curentul de colector $i_C$ și tensiunea colector-emitor $u_{CE}$ vor avea componente alternative, care se suprapun peste componentele continue $i_{C0}$, respectiv $u_{CE0}$. Componentele alternative ale tensiunii și curentului de colector conduc la obținerea puterii utile în rezistența de sarcină $R_c$.

Pentru evaluarea proprietăților de amplificare ale etajului se vor utiliza datele numerice din diagrama prezentată în fig. 1.51. Amplitudinea componentei alternative a curentului de bază este $I_{Bm} = 50$ μA, deci valoarea eficace este $I_B = 50/\sqrt{2}$ [μA]. Așa cum se va arăta în continuare, un etaj de amplificare cu tranzistor bipolar în conexiune $EC$, de tipul celui din fig. 1.50, are rezistența de intrare $R_i$ în jur de 1 kΩ. Admițînd $R_i = 1$ kΩ, rezultă $U_{BEm} = R_i I_{Bm} = 50$ mV, deci valoarea eficace a tensiunii alternative de intrare este $U_{BE} = 50/\sqrt{2}$ [mV]. Puterea semnalului în circuitul de intrare este, în exemplul considerat, $P_i = U_{BE} I_B = \frac{1}{2} 50 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^{-6} =$ $= 1{,}25$ μW. Măsurînd din diagrama dată în fig. 1.39 amplitudinea tensiunii de ieșire, $U_{CEm} = 3{,}2$ V, și amplitudinea curentului de ieșire, $I_{Cm} = 1{,}5$ mA, rezultă puterea semnalului în circuitul de ieșire: $P_e = U_{CE} I_C = \frac{1}{2} U_{CEm} I_{Cm} =$ $= \frac{1}{2} 3{,}2 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-3} = 2{,}4$ mW. Rezultă, în acest fel, amplificarea în putere a etajului (circa 2 000), amplificarea în tensiune (3,2/0,05 = 64) și amplificarea în curent (1,5/0,05 = 30).

Determinarea pe cale grafică a amplificărilor unui etaj de amplificare, prin procedura exemplificată mai sus, a avut un caracter ilustrativ; ea nu este utilizată în practică. În proiectarea etajelor de amplificare se pune problema determinării prin *calcul analitic* a principalilor parametri ai acestora:

— *amplificarea în tensiune* $A = \dfrac{\Delta u_2}{\Delta u_1}$ (1.76)

— *amplificarea în curent* $A_i = \dfrac{\Delta i_2}{\Delta i_1}$ (1.77)

— *amplificarea în putere* $A_p = \frac{P_2}{P_1} = AA_i$ (1.78)

— *rezistența de intrare* $R_i = \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1}$ (1.79)

— *rezistența de ieșire* $R_e = \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta i_2}\right|_{\Delta u_1 = 0}$ (1.80)

în care $\Delta u_1$ și $\Delta i_1$ sînt variațiile tensiunii și curentului la intrare ($\Delta u_1 \equiv \Delta u_{BE}$; $\Delta i_1 \equiv \Delta i_B$, pentru etajul din fig. 1.50), iar $\Delta u_2$ și $\Delta i_2$ sînt variațiile tensiunii și curentului de ieșire ($\Delta u_2 \equiv \Delta u_{CE}$; $\Delta i_2 = \Delta i_C$, în cazul schemei din fig. 1.50). Dacă variațiile tensiunii de intrare sînt de înaltă frecvență și/sau sarcina etajului nu este rezistivă, atunci este necesar să se considere impedanțele complexe $\underline{Z}_i$ și $\underline{Z}_e$, iar amplificările în tensiune și în curent se definesc ca mărimi complexe $\underline{A}$ și $\underline{A}_i$. Modulele acestora sînt egale cu rapoartele valorilor eficace respective, iar argumentele sînt egale cu defazajele tensiunii și curentului de ieșire, față de tensiunea, respectiv curentul de intrare.

În continuare se va considera că la intrare se aplică un semnal mic de joasă frecvență, iar sarcina este rezistivă.

### 1.4.8.2. Parametrii dinamici de semnal mic și joasă frecvență ai tranzistorului bipolar

Pentru determinarea prin calcul a mărimilor $A$, $A_i$, $R_i$ și $R_e$ se definesc parametrii dinamici, de semnal mic, ai tranzistorului. Prin intermediul acestora se stabilesc legăturile între variațiile mici ale curenților și tensiunilor, în jurul punctului static de funcționare.

Fie schema din fig. 1.52, în care s-a reprezentat schematic un etaj de amplificare cu tranzistor bipolar, ale cărui elemente pentru fixarea punctului static de funcționare nu s-au mai figurat. Cu toate că în schemă s-a considerat conexiunea *EC*, relațiile care se vor da în continuare sînt valabile pentru orice schemă de conexiune a tranzistorului.

Presupunînd că tranzistorul $T$ funcționează într-un punct static de funcționare situat în regiunea activă normală a caracteristicilor, la bornele de intrare și de ieșire se consideră numai variațiile curenților și tensiunilor. Dacă aceste variații sînt mici, atunci caracteristicile statice ale tranzistorului se pot liniariza în jurul punctului static de funcționare și relațiile care leagă între ele mărimile $\Delta u_1$, $\Delta i_1$, $\Delta u_2$, și $\Delta i_2$ se pot admite ca fiind liniare. Coeficienții care intervin în ecuațiile liniare ce leagă între ele variațiile curenților și tensiunilor se numesc *parametri dinamici* ai tranzistorului.

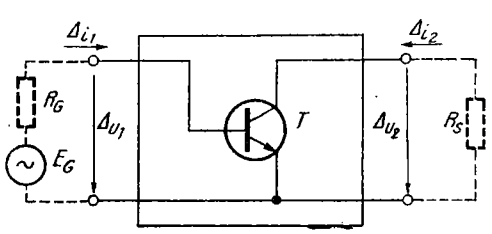



Fig. 1.52. Schema echivalentă în curent alternativ a unui etaj de amplificare cu tranzistor bipolar.

În funcție de modul de exprimare a relațiilor între mărimile $\Delta u_1$, $\Delta i_1$, $\Delta u_2$ și $\Delta i_2$ se definesc mai multe sisteme de parametri, din care trei sînt mai des utilizate.

1. *Parametrii z* rezultă din exprimarea tensiunilor $\Delta u_1$ și $\Delta u_2$ în funcție de curenții $\Delta i_1$ și $\Delta i_2$, utilizînd relațiile:

$$\begin{aligned} \Delta u_1 &= z_{11}\Delta i_1 + z_{12}\Delta i_2 \\ \Delta u_2 &= z_{21}\Delta i_1 + z_{22}\Delta i_2 \end{aligned} \quad (1.81)$$

Parametrii $z_{11}$, $z_{12}$, $z_{21}$ și $z_{22}$ au semnificația unor impedanțe. Ei reprezintă impedanțe de intrare, de ieșire și de transfer, atunci cînd tranzistorul funcționează cu circuitul de intrare sau cu circuitul de ieșire în gol ($\Delta i_1 = 0$, respectiv $\Delta i_2 = 0$):

$$z_{11} = \left.\frac{\Delta u_1}{\Delta i_1}\right|_{\Delta i_2 = 0} ; \quad z_{22} = \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta i_2}\right|_{\Delta i_1 = 0} ; \quad z_{12} = \left.\frac{\Delta u_1}{\Delta i_2}\right|_{\Delta i_1 = 0} ;$$

$$z_{21} = \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta i_1}\right|_{\Delta i_2 = 0} \tag{1.82}$$

2. *Parametrii y* rezultă prin exprimarea curenților $\Delta i_1$ și $\Delta i_2$, în funcție de tensiunile $\Delta u_1$ și $\Delta u_2$, utilizînd relațiile:

$$\begin{aligned} \Delta i_1 &= y_{11}\Delta u_1 + y_{12}\Delta u_2 \\ \Delta i_2 &= y_{21}\Delta u_1 + y_{22}\Delta u_2 \end{aligned} \tag{1.83}$$

Parametrii $y_{11}$, $y_{12}$, $y_{21}$, $y_{22}$ au caracter de admitanță și se definesc pentru regimul de scurtcircuit la intrarea sau la ieșirea etajului ($\Delta u_1 = 0$, respectiv $\Delta u_2 = 0$):

$$y_{11} = \left.\frac{\Delta i_1}{\Delta u_1}\right|_{\Delta u_2 = 0} ; \quad y_{12} = \left.\frac{\Delta i_1}{\Delta u_2}\right|_{\Delta u_1 = 0} ; \quad y_{21} = \left.\frac{\Delta i_2}{\Delta u_1}\right|_{\Delta u_2 = 0} ;$$

$$y_{22} = \left.\frac{\Delta i_2}{\Delta u_2}\right|_{\Delta u_1 = 0} \tag{1.84}$$

3. *Parametrii h (hibrizi)* sînt definiți prin intermediul următoarelor relații:

$$\begin{aligned} \Delta u_1 &= h_{11}\Delta i_1 + h_{12}\Delta u_2 \\ \Delta i_2 &= h_{21}\Delta i_1 + h_{22}\Delta u_2 \end{aligned} \tag{1.85}$$

Semnificația fizică a acestor parametri rezultă din relațiile de definiție (1.85):

$h_{11} = \left.\frac{\Delta u_1}{\Delta i_1}\right|_{\Delta u_2 = 0}$ — impedanța de intrare a tranzistorului cu ieșirea în scurtcircuit;

$h_{12} = \left.\frac{\Delta u_1}{\Delta u_2}\right|_{\Delta i_1 = 0}$ — coeficientul de transfer invers, cu intrarea în gol;

$h_{21} = \left.\frac{\Delta i_2}{\Delta i_1}\right|_{\Delta u_2 = 0}$ — factorul de amplificare în curent, cu ieșirea în scurtcircuit;

$h_{22} = \left.\frac{\Delta i_2}{\Delta u_2}\right|_{\Delta i_1 = 0}$ — admitanța de ieșire a tranzistorului, cu intrarea în gol.

Parametrii $h$ și $y$ sînt cel mai des utilizați în proiectarea circuitelor cu tranzistoare; ei sînt indicați în cataloagele de dispozitive semiconductoare.

Parametrii dinamici $h$, $z$ și $y$ nu sînt independenți: dacă se cunoaște un set, ceilalți parametri se determină prin calcul. Astfel, în tabelul 1.1 este dată corespondența între parametrii $y$ și $h$.

*Tabelul 1.1*

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Parametrii $y$ | $y_{11} = -\frac{1}{h_{11}}$ | $y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}$ | $y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$ | $y_{22} = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}}{h_{11}}$ |
| Parametrii $h$ | $h_{11} = -\frac{1}{y_{11}}$ | $h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}$ | $h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$ | $h_{22} = \frac{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}}{y_{11}}$ |

Valorile parametrilor $h$, ca dealtfel și ale parametrilor $z$ și $y$, depind de tipul de conexiune a tranzistorului. Astfel, la conexiunea $EC$, parametrii se notează prin indicele $e$ (de ex.: $h_{11e}$, $h_{12e}$, $h_{21e} \equiv \beta_N$, $h_{22e}$), la conexiunile $BC$ și $CC$ se notează prin indicii $b$, respectiv $c$. Cunoscînd parametrii $h_e$ — care sînt dați în catalog, fiind cei mai utilizați — se pot determina prin calcul parametrii $h_b$ și $h_c$. În tabelul 1.2 sînt date relațiile de trecere de la o conexiune la alta, precum și valorile tipice ale parametrilor în cele trei conexiuni.

*Tabelul 1.2*

| Parametrul | Conexiunea EC | Conexiunea CC | Conexiunea BC |
|---|---|---|---|
| $h_{11e}$ | $1{,}5 \cdot 10^3\Omega$ | $h_{11c}$ | $\frac{h_{11b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$ |
| $h_{12e}$ | $3{,}12 \cdot 10^{-4}$ | $1 - h_{12c}$ | $\frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 + h_{21b}}$ |
| $h_{21e}$ | 49 | $-(1 + h_{21c})$ | $\frac{-h_{21b} - \Delta h_b}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$ |
| $h_{22e}$ | $25 \cdot 10^{-6}\Omega^{-1}$ | $h_{22c}$ | $\frac{h_{22b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$ |
| $h_{11b}$ | $\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$ | $\frac{h_{11c}}{\Delta h_c}$ | $30\Omega$ |
| $h_{12b}$ | $\frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}}$ | $\frac{h_{21c} + \Delta h_c}{\Delta h_c}$ | $4{,}4 \cdot 10^{-4}$ |
| $h_{21b}$ | $\frac{-h_{21e} - \Delta h_e}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}}$ | $\frac{h_{12c} - \Delta h_c}{\Delta h_c}$ | $-0{,}98$ |
| $h_{22b}$ | $\frac{h_{22e}}{1 + h_{21e} - h_{12e} + \Delta h_e} \approx \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$ | $\frac{h_{22c}}{\Delta h_c}$ | $0{,}5 \cdot 10^{-6}\Omega^{-1}$ |
| $h_{11c}$ | $h_{11e}$ | $1{,}5 \cdot 10^3\Omega$ | $\frac{h_{11b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$ |
| $h_{12c}$ | $1 - h_{12e} \approx 1$ | 1 | $\frac{1 + h_{21b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx 1$ |
| $h_{21c}$ | $-(1 + h_{21e})$ | $-50$ | $\frac{h_{12b} - 1}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx -\frac{1}{1 + h_{21b}}$ |
| $h_{22c}$ | $h_{22e}$ | $25 \cdot 10^{-6}\Omega^{-1}$ | $\frac{h_{22b}}{1 + h_{21b} - h_{12b} + \Delta h_b} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$ |

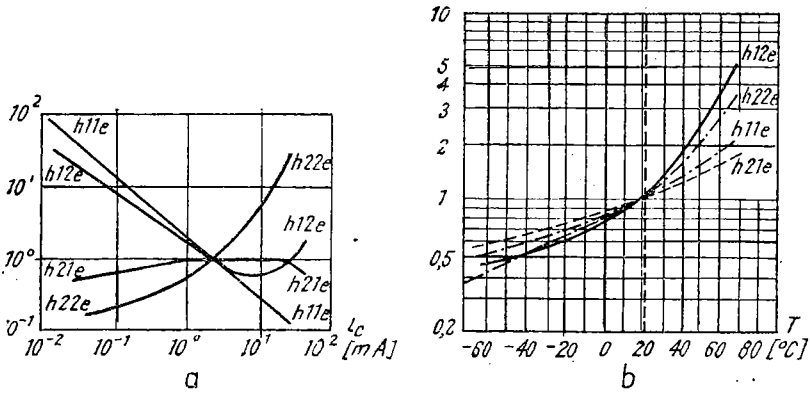



Fig. 1.53. Dependențele parametrilor dinamici ai tranzistorului bipolar: *a* — cu punctul static de funcționare; *b* — cu temperatura.

Parametrii dinamici ai tranzistorului nu sînt mărimi constante; ei depind de punctul static de funcționare, de temperatură și de frecvența semnalului de intrare (la frecvențe înalte). În cataloagele de dispozitive semiconductoare se indică parametrii dinamici (*h* la frecvențe joase și *y* la frecvențe înalte), într-un punct static de funcționare și la o frecvență a semnalului de intrare, indicate în catalog, precum și dependențele parametrilor cu punctul static de funcționare și cu temperatura. În fig. 1.53 se exemplifică aceste dependențe, pentru cazul unui tranzistor de joasă frecvență.

Relațiile (1.85), de definiție a parametrilor *h*, permit stabilirea unei scheme echivalente în curent alternativ pentru tranzistorul bipolar, la funcționarea cu semnale mici, de frecvență joasă. Considerînd schema din fig. 1.52, tranzistorul poate fi reprezentat printr-un circuit echivalent de tip cuadripol (fig. 1.54). Se constată cu ușurință că dacă se scrie teorema a doua a lui Kirchhoff pe conturul I, se obține prima ecuație din relațiile (1.85). Aplicînd la nodul *A* prima teoremă a lui Kirchhoff, se obține cea de-a doua ecuație din (1.85).

În schema echivalentă din fig. 1.54, parametrii hibrizi se vor considera cu indicele *e*, dacă schema de conectare a tranzistorului este *EC* (ca în fig. 1.52), sau cu indicii *b* și *c*, dacă schemele de conexiune sînt *BC*, respectiv *CC*.

### 1.4.8.3. Analiza regimului dinamic prin intermediul schemelor echivalente

Pentru etajul de amplificare din fig. 1.52, în care tranzistorul poate fi și în alte conexiuni decît *EC*, s-a dedus schema echivalentă pentru semnale

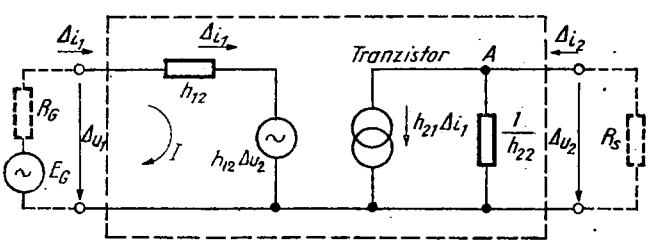



Fig. 1.54. Circuitul echivalent de semnal mic al tranzistorului bipolar.

mici, de joasă frecvență, dată în fig. 1.54. Utilizînd relațiile (1.85), de definiție a parametrilor $h$, precum și ecuațiile tensiunilor de intrare și de ieșire,

$$\Delta u_1 = E_G - R_G \Delta i_1 \tag{1.86}$$

$$\Delta u_2 = - R_s \Delta i_2 \tag{1.87}$$

se pot deduce cu ușurință mărimile caracteristice ale etajului de amplificare:

$$A = \frac{\Delta u_2}{\Delta u_1} = - \frac{h_{21} R_s}{h_{11} + R_s \Delta h} \tag{1.88}$$

$$A_i = \frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_s} \tag{1.89}$$

$$R_i = \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} = \frac{h_{11} + R_s \Delta h}{1 + R_s h_{22}} \tag{1.90}$$

$$R_e = \left. \frac{\Delta u_2}{\Delta i_2} \right|_{\Delta u_1 = 0} = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h + h_{22} R_G} \tag{1.91}$$

în care

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21} \tag{1.92}$$

Se constată că, pentru calculul mărimilor caracteristice $A$, $A_i$, $R_i$ și $R_e$ ale unui etaj de amplificare, cu ajutorul relațiilor (1.88) — (1.91), este necesară cunoașterea parametrilor $h$, precum și a rezistențelor $R_G$ și $R_s$ din circuitul de intrare, respectiv de sarcină. Determinarea corectă a acestor rezistențe se face cu ajutorul schemelor echivalente în curent alternativ, pentru circuitele de intrare și de ieșire ale tranzistorului. Se stabilesc, în prealabil, punctele „calde" și punctele „reci" ale etajului. Punctele cu potențial variabil se numesc puncte calde; de exemplu, în schema din fig. 1.50, baza $B$ și colectorul $C$ sînt puncte calde. Punctele reci au potențial constant. În schema din fig. 1.50, emitorul este punct rece (fiind și electrod comun); borna $M$, de potențial $+E_C$, este și ea punct rece. Deoarece în schemele echivalente de curent alternativ, mărimile de intrare-ieșire sînt variații ale tensiunilor și curenților față de valorile din regim staționar, punctele reci formează o singură bornă în schemă, și anume — borna comună a circuitului.

Schema echivalentă în curent alternativ a etajului de amplificare din fig. 1.50 este dată în fig. 1.55, *a*. Condensatorul de cuplaj $C_c$, avînd reactanță neglijabilă la frecvența de lucru a etajului, a fost înlocuit prin scurtcircuit. Dipolul încadrat din circuitul de intrare se poate înlocui cu un dipol echivalent, avînd tensiunea electromotoare $E_G$ și rezistența internă $R_G$ (fig. 1.55, *b*). În conformitate cu teorema generatorului echivalent, rezultă

$$E_G = E_g \frac{R_B}{R_g + R_B} \tag{1.93}$$

$$R_G = \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} \tag{1.94}$$

Deci, calculul parametrilor etajului se va face cu relațiile (1.80) ... (1.91), unde vor interveni rezistența $R_G$, dedusă cu relația (1.94), și rezistența $R_s = R_C$. Se constată că rezistența de sarcină în curent alternativ este, în acest caz,

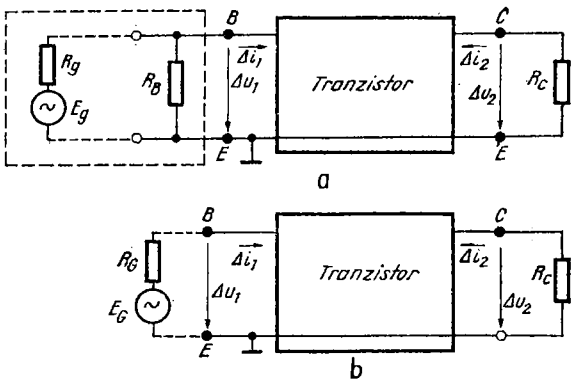



Fig. 1.55. Schema echivalentă în c.a. a etajului de amplificare din fig. 1.50: *a* — schema echivalentă; *b* — schema cu dipolul echivalent în circuitul de intrare.

egală cu rezistența de colector, care determină dreapta statică de sarcină. Acest fapt se reflectă în fig. 1.51, unde caracteristica dinamică (linia îngroșată) se suprapune peste dreapta statică de sarcină.

În mod obișnuit, caracteristica dinamică a unui etaj nu coincide cu dreapta statică de sarcină. Astfel, la etajul din fig. 1.56, schema echivalentă în curent alternativ este dată în fig. 1.57. La deducerea acestei scheme s-a ținut cont că emitorul $E$ este conectat la masă, în curent alternativ, prin condensatorul $C_E$. Întrucît acesta scurtcircuitează (decuplează) rezistența $R_E$ în curent alternativ, se numește *condensator de decuplare*. Colectorul este conectat atît la rezistența $R_C$, cît și la rezistența $R$, prin condensatorul de cuplaj $C_c$ (înlocuit prin scurtcircuit în schema echivalentă de c.a.). Se observă că, în schema echivalentă, rezistențele $R_{B1}$ și $R_{B2}$ apar conectate în paralel în circuitul de intrare, iar rezistențele $R_C$ și $R$ sînt conectate în paralel în circuitul de ieșire. Notînd

$$R_B = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \tag{1.95}$$

circuitul de intrare devine identic cu cel din fig. 1.55, *a* și se poate transforma ca în fig. 1.55, *b*.

Rezistența de sarcină a etajului este

$$R_s = \frac{R_C R}{R_C + R} \tag{1.96}$$

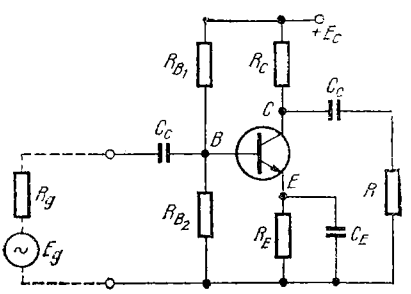



Fig. 1.56. Etaj de amplificare cu tranzistor în conexiunea EC.

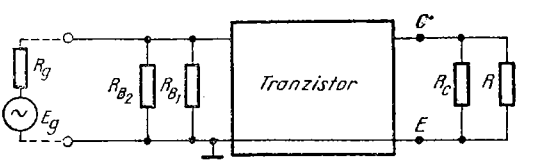



Fig. 1.57. Schema echivalentă în c.a. a circuitului din fig. 1.56.

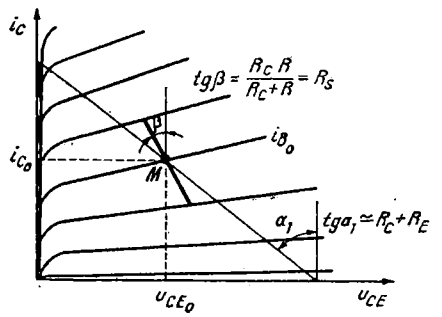



Fig. 1.58. Caracteristica dinamică și dreapta statică de sarcină în cazul etajului din fig. 1.56.

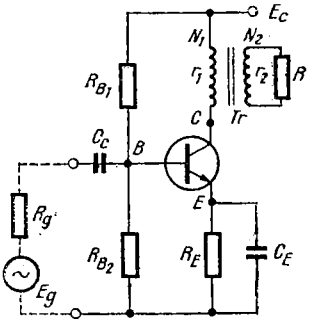



Fig. 1.59. Etaj de amplificare cu cuplajul sarcinii prin transformator.

Dreapta statică de sarcină, definită în curent continuu (fig. 1.58), este determinată de rezistențele $R_C$ și $R_E$, pe cînd caracteristica dinamică de sarcină — reprezentată prin linia îngroșată — este determinată de rezistența $R_s$, dată de relația (1.96).

În cazul etajului din fig. 1.59, schema echivalentă are circuitul de intrare identic cu cel din schema precedentă (fig. 1.60), însă rezistența de sarcină $R_s$, între colector și borna rece, este egală cu rezistența în curent alternativ la bornele înfășurării primare a transformatorului $Tr$. Notînd cu $n$ raportul de înfășurare al transformatorului ($n = N_1/N_2$) și neglijînd pierderile în miez, rezultă

$$R_s \simeq r_1 + n^2(r_2 + R) \tag{1.97}$$

unde $r_1$ și $r_2$ sînt rezistențele înfășurărilor. În acest caz, înclinarea dreptei statice de sarcină (fig. 1.61) este dată de rezistențele $r_1$ și $R_E$, care sînt parcurse de curentul continuu. Ambele rezistențe sînt mici, astfel încît dreapta statică de sarcină este aproape verticală. În curent alternativ, etajul va lucra cu rezistența de sarcină $R_s$, care — pentru $n > 1$ — conduce la o înclinare a caracteristicii dinamice mai pronunțată decît cea a dreptei statice de sarcină.

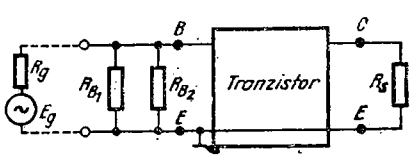



Fig. 1.60. Schema echivalentă în c.a. a circuitului din fig. 1.59.

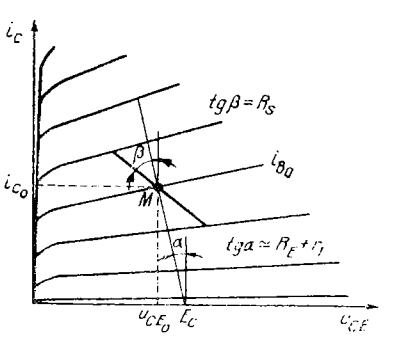



Fig. 1.61. Caracteristica dinamică și dreapta statică de sarcină în cazul etajului din fig. 1.59.

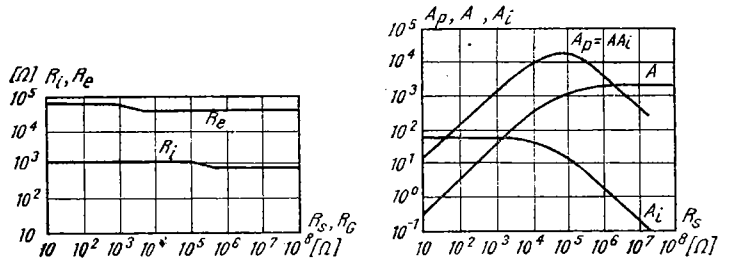



Fig. 1.62. Dependențele parametrilor unui etaj de amplificare cu tranzistor în conexiunea EC, de rezistențele $R_s$ și $R_G$:
*a* — dependențele rezistențelor $R_i$ și $R_e$ de rezistențele $R_s$, respectiv $R_G$; *b* — dependențele amplificărilor $A$, $A_p$, $A_i$ de rezistență $R_s$.

### 1.4.8.4. Proprietățile calitative ale etajelor de amplificare, la joasă frecvență, în conexiunile EC, BC și CC ale tranzistorului

Cele mai răspîndite etaje de amplificare, la frecvențe joase, utilizează schema cu *EC* a tranzistorului. Pentru un tranzistor dat, mărimile $A$, $A_i$, $A_p$, $R_i$ și $R_e$ ale etajului depind de rezistențele $R_s$ și $R_G$, în conformitate cu relațiile (1.88)—(1.91), ținînd cont că $A_p = A\,A_i$. În fig. 1.62 sînt date dependențele acestor mărimi, de $R_s$ sau $R_G$, pentru un etaj cu tranzistor în conexiunea *EC*. Se constată că rezistențele de intrare și de ieșire variază puțin cu rezistența de sarcină $R_s$, respectiv cu rezistența generatorului echivalent $R_G$. În schimb, amplificările depind puternic de $R_s$. Amplificarea de putere este maximă atunci cînd se obține condiția de adaptare: rezistența de ieșire a etajului (reprezentînd rezistența internă a generatorului echivalent între colector și emitor) este egală cu $R_s$. În practică se alege $R_s < R_e$ (de obicei, sub 10 kΩ).

La conectarea în cascadă a două etaje de amplificare (fig. 1.63), rezistența $R_s$ cuprinde rezistența de intrare $R_{i2}$ a etajului următor, conectată în paralel cu alte elemente de circuit (fig. 1.64). Evident, rezistența $R_s$ rezultă mai mică decît rezistența de intrare a etajului următor, $R_{i2}$, însă apropiată de aceasta (circa 1 kΩ). Cu toate că rezultă o neadaptare între sarcina $R_s$ și rezistența generatorului echivalent (între colector și emitor, $R_e$), performanțele etajului rămîn mulțumitoare: amplificările în tensiune și în curent sînt de ordinul zecilor; amplificarea în putere este de ordinul sutelor sau miilor.

În fig. 1.65 este dată schema etajului de amplificare, în ipoteza că tranzistorul este în conexiunea *BC*. Dependențele amplificărilor și rezistențelor de

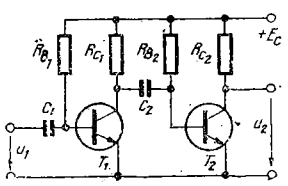



Fig. 1.63. Conectarea în cascadă a două etaje de amplificare.

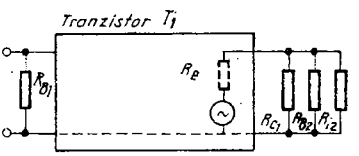



Fig. 1.64. Schema echivalentă în c.a. a primului etaj al amplificatorului din fig. 1.63.

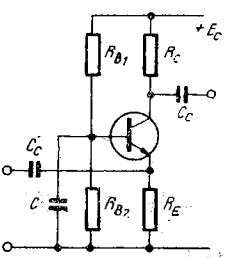



Fig. 1.65. Schema unui etaj de amplificare cu tranzistorul în conexiunea BC.

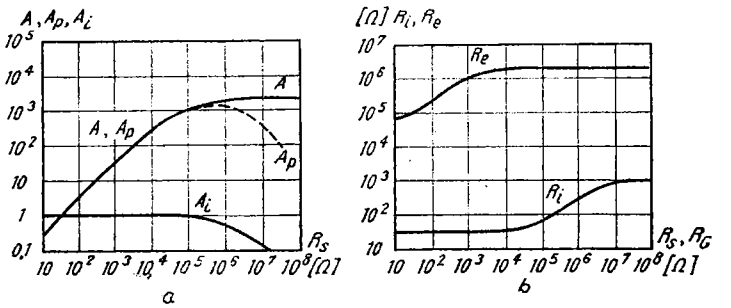



Fig. 1.66. Dependențele parametrilor etajului de amplificare cu tranzistorul în conexiune BC, de rezistențele $R_s$ și $R_G$:

*a* — dependențele amplificărilor $A$, $A_p$, $A_i$ de rezistența $R_s$; *b* — dependențele rezistențelor $R_i$ și $R_e$ de rezistențele $R_s$, respectiv $R_G$.

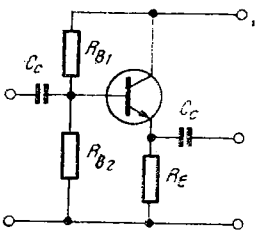



Fig. 1.67. Schema etajului de amplificare cu tranzistor în conexiunea CC.

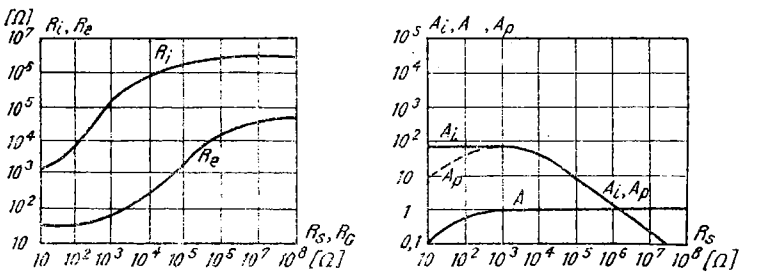



Fig. 1.68. Dependențele parametrilor etajului de amplificare cu tranzistor în conexiunea CC, de rezistențele $R_s$ și $R_G$:

*a* — dependențele rezistențelor $R_i$ și $R_e$ de rezistențele $R_s$, respectiv $R_G$; *b* — dependențele amplificărilor $A$, $A_p$, $A_i$ de rezistența $R_s$.

intrare-ieșire, de rezistențele $R_s$, respectiv $R_G$ sînt date în fig. 1.66. Pentru un etaj cu tranzistorul în conexiunea *CC* (fig. 1.67), aceste dependențe sînt prezentate în fig. 1.68.

În cazul conexiunii *BC* rezultă o disproporție evidentă între valorile rezistențelor de intrare și de ieșire. Aceasta crează probleme serioase la cuplarea în cascadă a două etaje, fiind necesare elemente suplimentare (transformatoare de adaptare), pentru obținerea unui transfer corespunzător al puterii de la un etaj la altul. În schimb, la conexiunea *CC*, adaptarea sarcinii la etaj și cuplajul etajelor se realizează fără dificultăți, datorită rezistenței de intrare ridicate și a rezistenței de ieșire reduse. Etajul de amplificare în care tranzistorul este în conexiunea *CC* se mai numește *repetor pe emitor*, deoarece — avînd amplificarea în tensiune egală practic cu unitatea — tranzistorul repetă la

ieșire (pe emitor) semnalul aplicat la intrare. Aceste etaje se utilizează în circuitele de adaptare, amplificatoare de putere etc.

Sintetizînd rezultatele prezentate, în tabelul 1.3 sînt date proprietățile calitative ale etajelor de amplificare, cu tranzistoare în conexiunile *EC*, *BC* și *CC*, în ipoteza că rezistențele $R_s$ și $R_G$ au valori uzuale: (1 kΩ ... 10 kΩ) pentru $R_s$; (zeci ohmi ... 10 kΩ) pentru $R_G$.

*Tabelul 1.3*

| Tipul de conexiune | $A$ | $A_i$ | $R_i$ | $R_e$ |
|---|---|---|---|---|
| EC | zeci, sute | zeci, sute | de ordinul kΩ | zeci de kΩ |
| BC | zeci, sute | ≃ 1 (subunitară) | zeci ohmi | sute kΩ sau de ordinul MΩ |
| CC | ≃ 1 (subunitară) | zeci, sute | zeci, sute kΩ | zeci ohmi |

**Exemplu.** Să se calculeze parametrii etajului de amplificare din fig. 1.50, știind că tranzistorul este de tip BC 107, $R_g = 400\ \Omega$, $R_C = 2{,}5$ kΩ, $R_B = 130$ kΩ. Știind că $E_g = 100$ mV, să se calculeze amplitudinea tensiunii de ieșire. Considerînd că același tranzistor lucrează în scheme cu *BC* și *CC*, avînd aceleași rezistențe $R_s$ și $R_G$, să se calculeze parametrii etajelor respective.

Din catalogul cu dispozitive semiconductoare [20] rezultă:

$$h_{11e} = 1\,200\Omega;\ h_{12e} = 2 \cdot 10^{-4};\ h_{21e} = 60;\ h_{22e} = 15 \cdot 10^{-6}\Omega^{-1}$$

Schema echivalentă, în curent alternativ, a etajului cu conexiunea *EC* este cea din fig. 1.55. Parametrii generatorului echivalent se calculează cu relațiile (1.93) și (1.94):

$$E_G = \frac{R_B}{R_g + R_B} = 0{,}1\frac{130}{0{,}4 + 130} \simeq 0{,}1\ \text{V};\quad R_G = \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} \simeq 0{,}4\ \text{k}\Omega$$

Deoarece $R_s = R_C = 2{,}5$ kΩ, se calculează succesiv

$$\Delta h_e = h_{11e}h_{22e} - h_{12e}h_{21e} = 0{,}6 \cdot 10^{-4}$$

$$A = \frac{\Delta u_2}{\Delta u_1} = -\frac{h_{21e}R_s}{h_{11e} + R_s\,\Delta h_e} = -125;\quad A_i = \frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e}\,R_s} = 58{,}3$$

$$R_i = \frac{\Delta u_1}{\Delta i_1} = \frac{h_{11e} + R_s\,\Delta h_e}{1 + R_s\,h_{22e}} = 1\,200\ \Omega;\quad R_e = \frac{\Delta u_2}{\Delta i_2} = \frac{h_{11} + R_G}{\Delta h_e + h_{22e}\,R_G} = 87\ \text{k}\Omega$$

Semnul minus al amplificării $A$ arată că tensiunea de ieșire este în antifază față de tensiunea de intrare.

Pentru determinarea amplitudinii tensiunii de ieșire, $\Delta u_2$, se calculează mai întîi amplitudinea la intrarea etajului. Cunoscînd rezistența de intrare, $R_i$, și aplicînd formula divizorului de tensiune în circuitul de intrare (v. fig. 1.55), rezultă

$$\Delta u_1 = E_G\frac{R_i}{R_i + R_G} = 23\ \text{mV}$$

și se obține $|\Delta u_2| = |A\Delta u_1| = 125 \cdot 0{,}023 = 2{,}82$ V.

Pentru determinarea parametrilor etajelor cu conexiunile *BC* și *CC*, se calculează mai întîi parametrii *h* corespunzători. Utilizînd relațiile din tabelul 1.2, rezultă:

$$h_{11b} \simeq \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}} = 19{,}67\ \Omega \qquad h_{11c} = h_{11e} = 1\,200\ \Omega$$

$$h_{12b} \simeq \frac{\Delta h_e - h_{12e}}{1 + h_{21e}} = 2{,}3 \cdot 10^{-6} \qquad h_{12c} = 1 - h_{12e} \simeq 1$$

$$h_{21b} \simeq -\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}} = -0{,}984 \qquad h_{21c} = -(1 + h_{21e}) = -61$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}} = 2{,}46 \cdot 10^{-7}\ \Omega^{-1} \qquad h_{22c} = h_{22e} = 15 \cdot 10^{-6}\ \Omega^{-1}$$

Ca și în cazul anterior, parametrii etajelor de amplificare se determină cu relațiile (1.88)—(1.91). Considerînd aceleași valori ale rezistențelor $R_e$ și $R_s$ rezultă:

— În schema *BC*: $A = 125$; $A_i = -0{,}983$; $R_i = 19{,}68\ \Omega$; $R_e = 405{,}6\ \text{k}\Omega$

— În schema *CC*: $A = 0{,}99$; $A_i = -58{,}8$; $R_i = 148\ \text{k}\Omega$; $R_e = 26\ \Omega$

### 1.4.8.5. Circuitul echivalent natural al tranzistorului. Comportarea tranzistorului bipolar la frecvențe înalte

Circuitul echivalent al tranzistorului bipolar, dedus prin intermediul parametrilor hibrizi, nu reflectă în mod direct procesele fizice din tranzistor. În cele ce urmează se prezintă un circuit echivalent, numit „natural", deoarece structura și parametrii săi caracterizează, în mod explicit, fenomenele din tranzistor.

Fie un tranzistor în conexiunea *BC*, lucrînd într-un punct static de funcționare, caracterizat de mărimile $u_{CB0}$, $i_{C0}$, $u_{EB0}$ și $i_{E0}$. Dacă se modifică tensiunea colector-bază, la valoarea $u_{CB} = u_{CB0} + \Delta u_{CB}$, curentul de colector va fi $i_C = i_{C0} + \Delta i_C$, unde variația $\Delta i_C$ se datorește modificării factorului $\alpha_N$, ca urmare a efectului de variație a lărgimii zonei neutre a bazei (v. § 1.4.3). Variația $\Delta i_C$ a curentului de colector se poate neglija, fiind extrem de mică. Aceasta se constată și din alura caracteristicii statice $i_C = f(u_{CB})$, la $i_E = \text{ct}$, practic orizontală (fig. 1.28, *a*).

Dacă se modifică tensiunea emitor-bază, la valoarea $u_{BE} = u_{BE0} + \Delta u_{BE}$, se produc următoarele efecte:

**1.** Curentul de colector variază, datorită modificării curentului de difuzie al joncțiunii emitorului. Utilizînd ecuația (1.43) din modelul Ebers-Moll și considerînd funcționarea tranzistorului în regiunea activă normală, rezultă

$$i_C \simeq \alpha_N I_{Es} \exp\left(\frac{eu_{EB}}{kT}\right) \tag{1.98}$$

Variația $\Delta i_C$ a curentului de colector, ca urmare a unei variații mici, $\Delta u_{BE}$, a tensiunii emitor-bază, în jurul valorii de regim staționar $u_{EB0}$, se deduce prin diferențierea ecuației (1.98) și trecerea la diferențe finite*:

$$\Delta i_C \simeq \left(\frac{\partial i_C}{\partial u_{EB}}\right)_0 \Delta u_{EB} = \frac{e}{kT} i_{C0} \Delta u_{EB} = g_m \Delta u_{EB} \tag{1.99}$$

* Indicele zero semnifică faptul că mărimile respective se determină în punctul static de funcționare.

unde

$$g_m = \frac{e}{kT} i_{C0} = \frac{i_{C0}}{e_T} \tag{1.100}$$

se numește *conductanță mutuală, transconductanță* sau *pantă a tranzistorului.* La $T = 300$ K, tensiunea termică $e_T$ este de circa 26 mV, deci $g_m \simeq 40\, i_{C0}$.

2. Curentul de emitor, $i_E = i_C + i_B$, are o variație $\Delta i_E$, atît datorită componentei $\Delta i_C \simeq g_m \Delta u_{EB}$, cît și datorită variației $\Delta i_B$ a curentului de bază. Componenta $\Delta i_B$, la rîndul ei, conține doi termeni:

$$\Delta i_B = g_{b'e} \Delta u_{EB} + C_{de} \frac{\mathrm{d}\Delta u_{EB}}{\mathrm{d}t} \tag{1.101}$$

unde

$$g_{b'e} = \frac{g_m}{\beta_N} \tag{1.102}$$

se numește *conductanță de intrare,* iar $C_{de}$ este *capacitatea de difuzie a joncțiunii emitorului.* Termenul $g_{b'e}\Delta u_{EB}$ se datorește modificării curentului de recombinare a purtătorilor minoritari în bază și modificării curentului de difuzie a purtătorilor din bază în emitor, ca urmare a variației $\Delta u_{EB}$. Termenul $C_{de} \frac{\mathrm{d}\Delta u_{EB}}{\mathrm{d}t}$ reprezintă componenta dinamică a curentului de bază, dată de capacitatea de difuzie a joncțiunii emitorului.

În construcția tranzistorului bipolar, zona cuprinsă între electrodul bazei ($B$) și punctul interior central al regiunii active a bazei ($B'$) este formată din semiconductor cu dopare slabă cu impurități, avînd o rezistență care nu este neglijabilă. Această rezistență, notată cu $r_{b'b}$, se numește *rezistență de bază* și are valori cuprinse între cîțiva ohmi și 100 Ω.

Ținînd cont de relațiile (1.99), (1.101) și de ecuația evidentă

$$\Delta i_E = \Delta i_C + \Delta i_B \tag{1.103}$$

schema echivalentă a tranzistorului, rezultată din aceste relații, este dată în fig. 1.69.

Parametrii naturali $g_m$, $g_{b'e}$, $C_{de}$ și $r_{b'b}$ nu depind de schema de conexiune a tranzistorului. Prin urmare, în cazul conexiunii $EC$, circuitul echivalent natural al tranzistorului se prezintă ca în fig. 1.70.

Modelele prezentate constituie cea mai simplă expresie a circuitului echivalent natural al tranzistorului. O schemă mai des utilizată, pentru circuitul echivalent natural al tranzistorului, în conexiunea $EC$, este dată în fig. 1.71. Aici, efectul variației curentului de colector, cu tensiunea de colector, datorită modificării lărgimii zonei neutre a bazei, determină introducerea rezistenței $r_{ce}$, avînd valori de ordinul zecilor de kΩ. Dacă, la conexiunea $BC$, efectul amintit era neglijabil, în conexiunea $EC$ trebuie luat în considerare, întrucît caracteristicile de ieșire $i_C = f(u_{CE})$ nu sînt paralele cu abscisa. Rezistența joncțiunii colec-

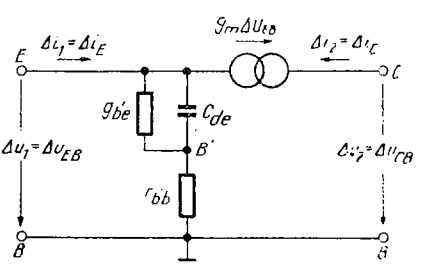



Fig. 1.69. Schema echivalentă a tranzistorului în conexiunea BC, utilizînd parametrii naturali.

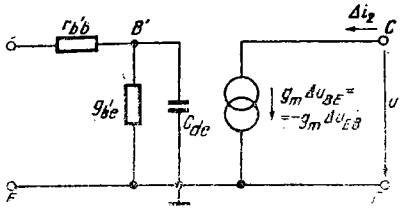



Fig. 1.70. Circuitul echivalent al tranzistorului cu conexiunea EC, utilizînd parametrii naturali.

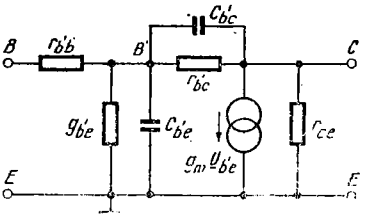



Fig. 1.71. Circuitul echivalent natural $\pi$ — hibrid al tranzistorului în conexiunea EC.

torului $r_{b'c}$ și capacitatea de barieră a colectorului $C_{b'c}$ realizează un cuplaj între circuitele de intrare și de ieșire. Acest cuplaj este însă slab, deoarece valorile elementelor respective sînt de circa 1 MΩ — pentru $r_{b'c}$ — și de ordinul picofarazilor — pentru capacitatea $C_{b'c}$.

Schema din fig. 1.71 reprezintă *circuitul echivalent natural π-hibrid al tranzistorului*, numit și *circuit echivalent Giacoletto*. Structura circuitului echivalent, format dintr-un cuadripol activ, conținînd rezistențe și capacități, permite analiza comportării tranzistorului în diverse domenii ale frecvențelor.

Schema din fig. 1.71 este valabilă în domeniul frecvențelor medii * de lucru. La frecvențe joase se neglijează efectele capacităților $C_{b'e}$ și $C_{b'c}$ și circuitul echivalent natural se poate reprezenta ca în fig. 1.72, *a*. Dacă se realizează echivalența acestui circuit, cu cel definit prin parametrii *h* (stabilit în ipoteza regimului dinamic la joasă frecvență), se pot deduce relațiile de legătură dintre parametrii hibrizi și parametrii naturali ai tranzistorului. Utilizînd relațiile de definiție a parametrilor $h\left(h_{11} = \left.\frac{\Delta u_1}{\Delta i_1}\right|_{\Delta u_2 = 0} \text{ etc.}\right)$, în cadrul schemei echivalente din fig. 1.72, *a*, rezultă

$$h_{11e} \simeq r_{bb'} + \frac{1}{g_{b'e}}; \quad h_{12e} \simeq \frac{g_m}{g_{b'e}} = \beta_N$$

$$h_{12e} \simeq \frac{g_{b'c}}{g_{b'e}}; \quad h_{22e} \simeq \beta_N g_{b'c} \tag{1.104}$$

La frecvențe înalte, schema echivalentă este prezentată în fig. 1.72, *b*.

Existența elementelor reactive în circuitul echivalent al tranzistorului, la frecvențe medii și înalte, determină modificarea parametrilor etajului de amplificare cu frecvența. Fără a dezvolta problematica performanțelor etajelor de amplificare la frecvențe medii și înalte, în cele ce urmează se prezintă principalii parametri ai tranzistorului, care îi caracterizează comportarea la frecvențe înalte.

Reprezentînd circuitul echivalent natural al tranzistorului în conexiunea *BC*, la frecvențe medii, se calculează factorul de amplificare în curent, cu ieșirea în scurtcircuit

$$\underline{\alpha} = \left.\frac{\underline{I}_C}{\underline{I}_E}\right|_{\underline{U}_{CB} = 0} \tag{1.105}$$

* Notînd $f_1$ și $f_2$ frecvențele la care $r_{b'c} = X_{C_{b'c}}$, respectiv $r_{b'e} = X_{C_{b'e}}$, se consideră frecvențe joase cînd $f \ll f_1$ și frecvențe înalte cînd $f \gg f_2$.

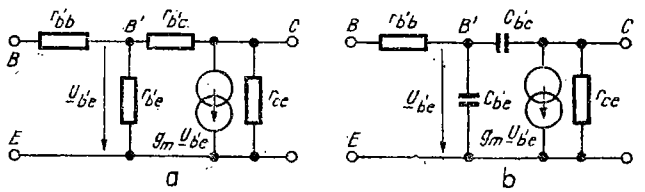



Fig. 1.72. Circuitul echivalent natural al tranzistorului:
*a* — la frecvențe joase; *b* — la frecvențe înalte.

unde mărimile care intervin sînt reprezentări în complex. După efectuarea calculelor rezultă[1]:

$$\underline{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega \dfrac{C_{b'e}}{g_m + g_{b'e}}} \tag{1.106}$$

în care $\alpha_0$ este factorul de amplificare în curent, la joasă frecvență. Dependența dintre $\alpha_0$ și $\alpha_N$ se deduce diferențiind ecuația (1.36) și trecînd la diferențe finite:

$$\Delta i_C = \alpha_N \Delta i_E + i_{E0}\left(\frac{\mathrm{d}\alpha_N}{\mathrm{d}i_E}\right)_0 \Delta i_E \tag{1.107}$$

$$\alpha_0 = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E} = \alpha_N + i_{E0}\left(\frac{\mathrm{d}\alpha_N}{\mathrm{d}i_E}\right)_0 \tag{1.108}$$

Întrucît termenul $i_{E0}\left(\dfrac{\mathrm{d}\alpha_N}{\mathrm{d}i_E}\right)_0$ este foarte mic, adesea se consideră $\alpha_0 = \alpha_N$.

Relația (1.106) arată că la creșterea frecvenței, modulul factorului de amplificare $\underline{\alpha}$ scade. Un parametru important al tranzistorului este frecvența limită $f_\alpha$, pentru care modulul factorului de amplificare scade la 0,707 $\alpha_0$. Din relația (1.106) se deduce

$$f_\alpha = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m + g_{b'e}}{C_{b'e}} \tag{1.109}$$

În mod similar, analizînd circuitul echivalent natural al tranzistorului în conexiunea *EC* și calculînd factorul de amplificare

$$\underline{\beta} = \frac{\underline{I}_C}{\underline{I}_B}\bigg|_{\underline{U}_{CE}=0} \tag{1.110}$$

se obține

$$\underline{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega \dfrac{C_{b'e} + C_{b'c}}{g_{b'e}}} \tag{1.111}$$

în care

$$\beta_0 = \frac{g_m}{g_{b'e}} \tag{1.112}$$

Comportarea tranzistorului în conexiunea *EC*, la frecvențe înalte, este caracterizată de frecvența limită $f_\beta$, pentru care $\beta$ scade la 0,707 $\beta_0$. Din relația (1.111) rezultă

$$f_\beta = \frac{\omega_\beta}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \frac{g_{b'e}}{C_{b'e} + C_{b'c}} \simeq \frac{1}{2\pi} \frac{g_{b'e}}{C_{b'e}} \tag{1.113}$$

iar expresia factorului de amplificare se poate pune sub forma

$$\underline{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_\beta}\right)} \tag{1.114}$$

O altă frecvență ce caracterizează performanțele tranzistorului în conexiunea *EC* este frecvența de tăiere, $f_T$, la care modulul factorului de amplificare în curent devine egal cu unitatea. Întrucît $f_T \gg f_\beta$, la frecvențe în jurul frecvenței de tăiere, relația (1.114) devine

$$\underline{\beta} \simeq \frac{\beta_0}{j\frac{\omega}{\omega_\beta}} = -j\frac{\omega_\beta}{\omega}\beta_0 \tag{1.115}$$

Impunînd condiția $\beta = 1$, rezultă

$$\omega_T = \beta_0 \omega_\beta \tag{1.116}$$

sau, ținînd cont de relațiile (1.113) și (1.102),

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{b'e} + C_{b'c}} \tag{1.117}$$

### 1.4.9. TRANZISTORUL BIPOLAR ÎN REGIM DE COMUTAȚIE

În planul caracteristicilor de ieșire ale unui tranzistor bipolar au fost definite, în § 1.4.3, regimurile de tăiere și de saturație. La funcționarea tranzistorului în punctele *M* și *N* din aceste regiuni (fig. 1.73), dispozitivul electronic poate fi asimilat cu un contact, care este deschis — atunci cînd lucrează în regiunea de tăiere — și închis — cînd lucrează în saturație. Într-adevăr, curentul de colector este zero în punctul *M*, iar tensiunea $u_{CE}$ este foarte mică în punctul *N*, ceea ce justifică schema echivalentă idealizată din fig. 1.73, *c*.

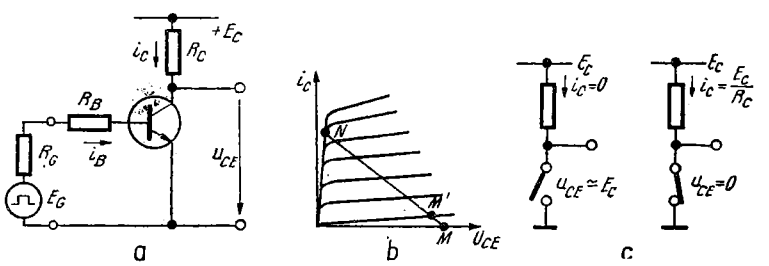



Fig. 1.73. Explicativă la regimul de comutație al tranzistorului bipolar:
*a* — schema etajului cu tranzistor lucrînd în regim de comutație; *b* — punctele de funcționare în planul caracteristicilor de ieșire; *c* — circuitele echivalente idealizate ale etajului.

Dacă s-ar considera punctul $M'$, pentru $i_B = 0$, în locul punctului $M$, curentul rezidual de colector este $I_{CE0} = I_{CB0}/(1 - \alpha_N) = (1 + \beta_N)\, I_{CB0}$. La tranzistoarele de mică putere cu Si, curentul $I_{CB0}$ este de ordinul nanoamperilor sau zecilor de nA, deci și curentul rezidual de colector este extrem de mic, astfel încît punctele $M'$ și $M$ practic coincid și tranzistorul se consideră blocat *. În cazul tranzistoarelor cu Ge, curentul rezidual $I_{CE0}$ nu este neglijabil. În acest caz, blocarea tranzistorului se realizează prin polarizarea inversă a joncțiunii bază-emitor.

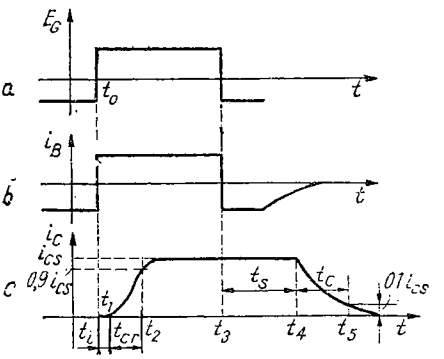



Fig. 1.74. Definirea timpilor de comutație:

*a* — variația t.e.m. din circuitul bazei; *b* — variația curentului de bază; *c* — variația curentului de colector.

Regimul de comutație al unui tranzistor reprezintă regimul de trecere din starea de blocare în starea de conducție (saturație) și invers. Pentru analiza proceselor de comutație, se consideră că variația tensiunii electromotoare $E_G$ a generatorului conectat în circuitul de intrare al tranzistorului are forma dată în fig. 1.74. Pînă în momentul $t_0$, tranzistorul a fost blocat ($E_G < 0$, $u_{BE} < 0$ și $i_C = 0$). Din momentul cînd curentul $i_B$ variază sub forma unui salt pozitiv, pînă începe să crească curentul de colector, se scurge un interval de timp, numit *timp de întîrziere*, $t_i$. În continuare, din momentul intrării punctului de funcționare în regiunea activă, pînă la atingerea valorii $0{,}9\, i_{Cs}$, unde $i_{Cs}$ este valoarea staționară (de saturație) a curentului de colector, se definește *timpul de creștere*, $t_{cr}$. *Timpul de comutație directă*, $t_{cd}$, ce caracterizează trecerea din regiunea de blocare în cea de saturație, este

$$t_{cd} = t_i + t_{cr} \tag{1.118}$$

Comutația inversă, adică trecerea din regiunea de saturație în cea de blocare, reprezintă un proces mai complicat. Din momentul $t_3$, cînd se inversează polaritatea t.e.m. $E_G$, pînă cînd începe să scadă curentul de colector $i_C$, se scurge un interval de timp, notat cu $t_s$ și numit *timp de stocare*. Menținerea curentului de colector la valoarea $i_{Cs}$, în intervalul $t_s$, se datorește faptului că, la saturație, se acumulează în regiunea bazei purtători minoritari, difuzați atît din emitor, cît și din colector, ambele joncțiuni fiind deschise. Notînd cu $w$ lărgimea zonei neutre a bazei, în fig. 1.75, *a* este dată distribuția purtătorilor minoritari ($n$ — la tranzistoare *npn*; $p$ — la tranzistoare *pnp*) în regiunea bazei, atunci cînd tranzistorul se află în zona activă, la limita de separație cu regiunea de saturație. Față de

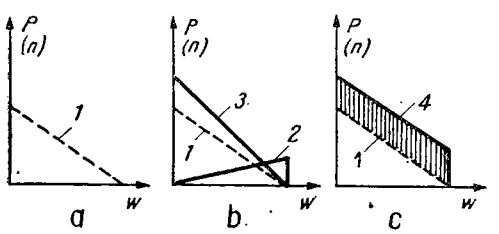



Fig. 1.75. Distribuția purtătorilor minoritari în regiunea bazei, în regimul de comutație al tranzistorului:

*a* — la limita zonei active cu cea de saturație; *b* — sarcini în exces la funcționarea în zona de saturație; *c* — distribuția purtătorilor minoritari din bază, la funcționarea în zona de saturație.

* Riguros, regimul de tăiere se obține la $i_B = -I_{CB0}$, așa cum s-a arătat în § 1.4.3.

această situație, la saturație apar sarcini în exces ale purtătorilor minoritari, din următoarele motive:

— joncțiunea colectorului este polarizată în sens direct, deci vor exista purtători minoritari, proveniți prin difuzie din colector în bază, a căror distribuție este dată de curba *2* din fig. 1.75, *b*; cea mai mare parte a purtătorilor difuzați trec în regiunea emitorului și numai o mică parte se recombină în bază;

— curentul de purtători care difuzează din emitor în bază crește, pentru a compensa curentul de difuzie colector-bază, întrucît curentul total de colector rămîne constant, egal cu $i_{Cs}$; prin urmare, distribuția purtătorilor difuzați din emitor în bază este dată de curba *3* din fig. 1.75, *b*.

Distribuția purtătorilor minoritari în bază este dată de curba *4* din fig. 1.75, *c*, obținută prin însumarea distribuțiilor *2* și *3*. Sarcina purtătorilor în exces este proporțională cu aria haşurată.

Timpul de stocare reprezintă intervalul de timp scurs de la aplicarea comenzii de blocare, pînă cînd distribuția purtătorilor minoritari în bază este de forma *1* (fig. 1.75), adică s-a eliminat sarcina purtătorilor în exces, iar punctul de funcționare se află la limita de separație a zonei de saturație cu cea activă. În continuare, punctul de funcționare evoluează în regiunea activă și curentul de colector scade. Intervalul de timp de la ieșirea din saturație, pînă cînd curentul de colector atinge valoarea 0,1 $i_{Cs}$, se numește *timp de cădere*, $t_c$.

*Timpul de comutație inversă* a tranzistorului bipolar, $t_{ci}$, este

$$t_{ci} = t_s + t_c \tag{1.119}$$

Pentru micșorarea timpilor de comutație se utilizează soluții care privesc atît alcătuirea circuitelor electronice, cît și realizarea tehnologică a tranzistoarelor:

**1.** Adoptarea unui circuit $R-C$ de accelerare a comutării, conectat în baza tranzistorului (fig. 1.76, *a*). La aplicarea unei comenzi pentru deschiderea tranzistorului, curentul de bază are o formă de variație (fig. 1.76, *b*), care determină micșorarea timpului de comutație directă, $t_{cd}$.

**2.** Proiectarea circuitelor astfel, încît să se evite saturația profundă a tranzistoarelor. Această măsură este importantă, deoarece timpul de stocare are o pondere importantă la comutația inversă. Uneori, se utilizează circuite pentru evitarea intrării punctului de funcționare în regiunea de saturație, cum este cel din fig. 1.77. Dacă tensiunea $u_{CE}$ scade sub valoarea $R_{B2}i_B + u_{BE}$, dioda $D$ se deschide și curentul de bază rămîne practic constant, fixînd punctul static de funcționare în zona activă, în apropierea limitei de saturație (cînd rezistența $R_{B2}$ este mică).

**3.** Realizarea tehnologică a tranzistoarelor bipolare, în așa fel, încît să se asigure timpi mici de comutație. Soluțiile tehnologice vizează reducerea capacității de barieră a colectorului, creșterea vitezei de recombinare a purtătorilor în bază (prin doparea acesteia cu atomi de aur) etc.

## 1.5. TRANZISTOARE UNIPOLARE

### 1.5.1. GENERALITĂȚI

Spre deosebire de tranzistoarele bipolare, unde conducția electrică se realizează prin două categorii de purtători — electroni și goluri —, în mecanismul conducției electrice la tranzistoarele unipolare intervine un singur tip de

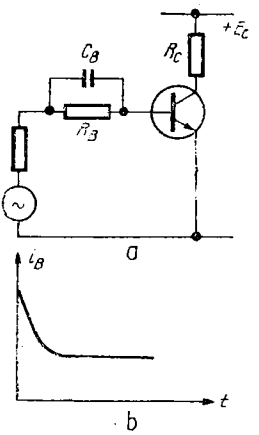
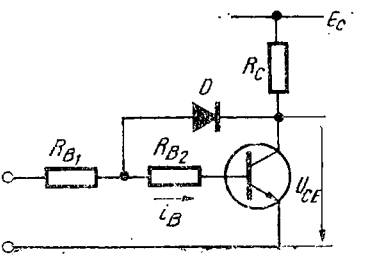



Fig. 1.76. Explicativă la micșorarea timpului de comutație: *a* — schema etajului cu circuit în bază *R-C*; *b* — variația curentului de bază la deschiderea tranzistorului.

Fig. 1.77. Circuit pentru evitarea saturării tranzistorului.




purtători: fie electroni, fie goluri. Funcționarea tranzistoarelor unipolare se bazează pe modificarea conductanței unei căi de trecere a purtătorilor, care produc curentul electric prin dispozitiv. Calea de trecere a purtătorilor se numește *canal*, fiind delimitată de doi electrozi: *sursa* (*S*) și *drena* (*D*). Conductanța canalului se modifică sub influența unui cîmp electric, produs de potențialul unui electrod, numit *poartă* sau *grilă* (*G*). Din acest motiv, tranzistoarele unipolare se numesc *tranzistoare cu efect de cîmp** sau, prescurtat, TEC. Ele se împart în două categorii, în funcție de tipul de purtători care produc curentul electric: TEC *cu canal de tip n*, în care purtătorii sînt electroni și TEC *cu canal de tip p*, în care purtătorii sînt goluri.

După modul de realizare a controlului conductanței canalului, TEC se împart în:

— TEC cu joncțiuni (TEC-J);

— TEC cu grilă (poartă) izolată, avînd la bază structura metal-oxid-semiconductor (MOS), numite prescurtat TEC-MOS sau TEC-MIS (metal-izolator-semiconductor).

Toate tranzistoarele cu efect de cîmp sînt dispozitive electronice *comandate în tensiune*. În schema de conexiune cea mai răspîndită, cu sursa comună, tensiunea de intrare se aplică între grilă și punctul rece (sursa).

### 1.5.2. TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP, CU JONCȚIUNI (TEC-J)

#### 1.5.2.1 Structura fizică, funcționarea și caracteristicile statice ale TEC-J

Modificarea conductanței canalului într-un TEC-J are la bază următoarele proprietăți ale unei joncțiuni, demonstrate în § 1.2.1:

— datorită cîmpului intern, care evacuează sarcinile mobile, regiunea de trecere (de sarcină spațială) este săracă în purtători și se comportă ca un mediu izolator;

— adîncimea de pătrundere a regiunii de trecere într-o zonă a unei joncțiuni este cu atît mai mare, cu cît concentrația impurităților în zona respectivă este mai mică;

---

* Prescurtarea provenind de la denumirea în limba engleză este FET (field effect transistor).

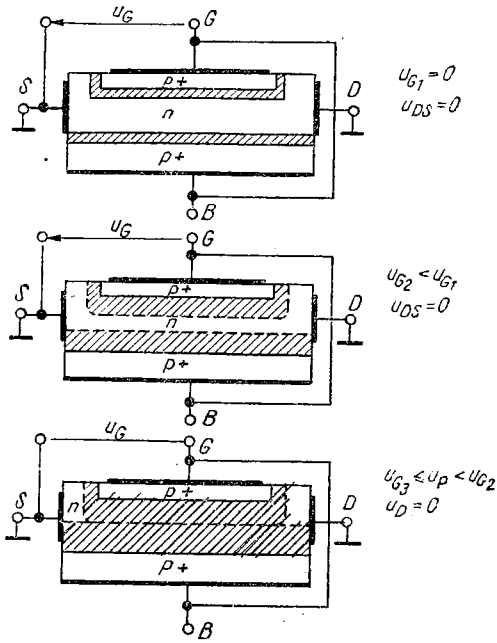



Fig. 1.78. Structura TEC-J și forma canalului la $u_{DS} = 0$ și diferite tensiuni de grilă.

— lățimea regiunii de trecere crește odată cu tensiunea inversă aplicată joncțiunii.

În fig. 1.78 este prezentată schema de principiu a unui TEC-J cu canal de tip *n*. Canalul, situat între sursa *S* și drena *D*, este realizat dintr-un semiconductor de tip *n*, slab dopat cu impurități. El se află între două zone *p*, puternic dopate cu impurități, notate cu $p^+$. Zona inferioară formează *baza* (*B*) sau *substratul tranzistorului*. Cealaltă zonă $p^+$, la care este conectată grila (*G*) (poarta), formează cu zona *n* o joncțiune polarizată invers la funcționarea normală a tranzistorului. Deoarece concentrația purtătorilor în zona *n* este foarte mică, regiunile de trecere ale celor două joncțiuni se extind practic numai în această zonă. În fig. 1.78 s-au reprezentat schematic, prin porțiunile hașurate, regiunile de trecere ale joncțiunilor, la $u_G = 0$ și la diferite valori negative ale tensiunii de grilă, atunci cînd tensiunea drenă-sursă este nulă ($u_{DS} = 0$). Se constată că prin mărirea negativării grilei, canalul (porțiunea nehașurată din zona *n*) își micșorează secțiunea, deci conductanța acestuia scade. Tensiunea de grilă la care canalul este penetrat pe toată lungimea sa, se numește *tensiune de prag*, $U_p$.

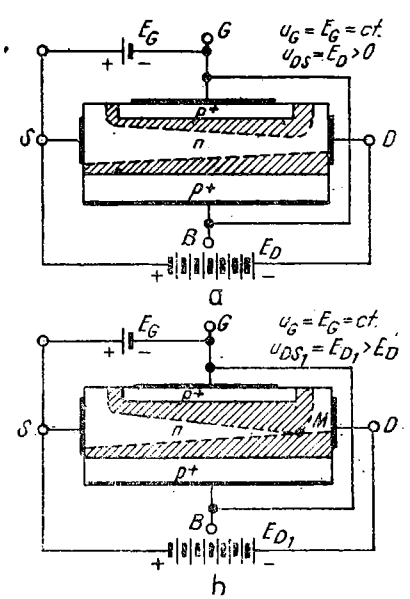
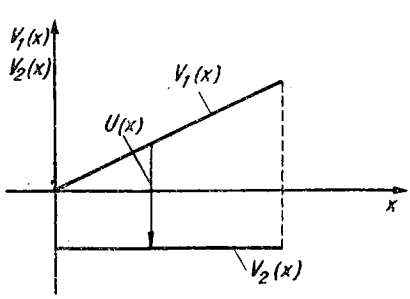



Fig. 1.79. Forma canalului la $u_{DS} > 0$ și $u_G < 0$: *a* — cazul cînd canalul nu este penetrat; *b* — cazul cînd canalul este penetrat.

Fig. 1.80. Distribuția potențialului punctelor din zona mediană a canalului, $V_1(x)$, a potențialului zonelor $p^+$, $V_2(x)$, și a tensiunii inverse pe joncțiunile $p^+n$, $U(x)$.



La aplicarea unei tensiuni drenă-sursă, $u_{DS} > 0$, curentul de drenă este funcție de secțiunea canalului, adică de negativarea grilei, fiind cu atît mai mare, cu cît negativarea grilei este mai mică, iar tensiunea $u_{DS}$ mai mare. În fig. 1.79 este prezentată forma canalului în cazul cînd drena este alimentată cu o tensiune $u_{DS} > 0$. Forma canalului este determinată de distribuția tensiunii aplicate joncțiunilor $p^+n$, pe lungimea acestora. În fig. 1.80 sînt date: distribuția $V_1(x)$ a potențialului punctelor din secțiunea mediană a canalului, distribuția $V_2(x)$ a potențialului zonelor $p^+$, precum și distribuția tensiunii $U(x) = V_2(x) - V_1(x)$, aplicată joncțiunilor $p^+n$. Deoarece tensiunea inversă pe joncțiuni crește înspre drenă, secțiunea canalului are forma prezentată în fig. 1.79.

Caracteristicile statice ale TEC-J sînt:

— caracteristicile de ieșire: $i_D = f(u_{DS}, u_G)$, (fig. 1.81, *a*);

— caracteristicile de transfer: $i_D = g(u_G)$, pentru $u_{DS} = \text{ct}$ (fig. 1.81, *b*).

La valori mici ale tensiunii de drenă, caracteristica statică este liniară, tranzistorul comportîndu-se ca o rezistență comandată prin tensiunea de grilă (fig. 1.82). Regiunea corespunzătoare din planul caracteristicilor de ieșire se numește *regiune nesaturată* sau *„de triodă"*. La tensiuni de drenă mai mari, datorită îngustării pronunțate a canalului la extremitatea dinspre drenă, creșterea curentului $i_D$ cu tensiunea $u_{DS}$ este din ce în ce mai mică, iar la o anumită tensiune de drenă, regiunile de trecere se ating și canalul este penetrat într-un punct sau pe o lungime oarecare (fig. 1.79, *b*). Din această situație, curentul de drenă nu mai crește cu tensiunea $u_{DS}$, obținîndu-se *regiunea de saturație* din planul caracteristicilor de ieșire (fig. 1.81, *a*). La tensiuni de drenă foarte mari se obține regiunea de străpungere.

Delimitarea regiunilor de triodă și de saturație este determinată de situațiile cînd canalul este penetrat într-un singur punct, așa cum este reprezentat în fig. 1.79, *b*. Punctelor din profunzimea regiunii de saturație le corespund situațiile cînd penetrarea canalului nu este punctiformă. Dacă tranzistorul lucrează la limita celor două regiuni și canalul este penetrat numai în punctul $M$, înseamnă că diferența dintre potențialul acestui punct, $V_M$, și potențialul grilei (al zonelor $p^+$), $V_G \equiv U_G$, este egală cu tensiunea de prag $U_P$:

$$U_P = V_G - V_M \tag{1.120}$$

Lungimea canalului este, de regulă, de zeci sau chiar sute de ori mai mare decît lărgimea sa, din situația tranzistorului nealimentat. Rezultă că punctul $M$,

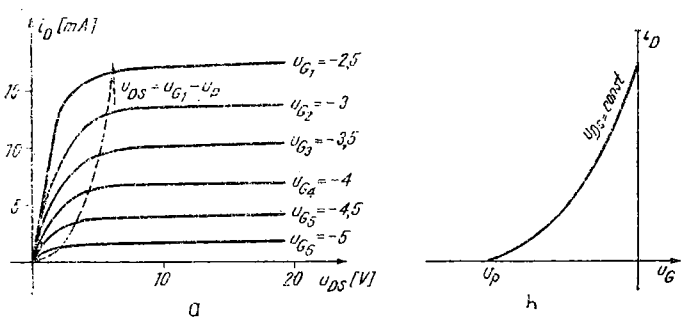



Fig. 1.81. Caracteristicile statice ale TEC-J:
*a* — caracteristicile de ieșire; *b* — caracteristicile de transfer.

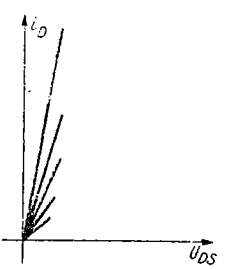



Fig. 1.82. Caracteristicile de ieșire ale unui TEC-J, la valori mici ale tensiunii de drenă (regiunea de triodă).

situat întotdeauna la extremitatea dinspre drenă, se va afla la o distanță mult mai mică de aceasta, decît față de sursă. Deci potențialul $V_M$ este practic egal cu $U_{DS}$, dacă se adoptă ca potențial de referință potențialul sursei. Relația (1.120) devine

$$U_P \simeq u_G - u_{DS} \tag{1.121}$$

Ecuația (1.121) permite delimitarea regiunilor de saturație și de triodă, în planul caracteristicilor de ieșire (fig. 1.81, *a*).

Caracteristicile statice ale TEC-J, în regiunile de saturație și de triodă, pot fi exprimate analitic [1]. Notînd cu $I_{Ds}$, curentul de saturație pentru $u_G = 0$, curentul de drenă în regiunea de saturație se aproximează prin relația

$$i_D = I_{Ds}\left(1 - \frac{u_G}{U_P}\right)^2 \tag{1.122}$$

iar în regiunea de triodă,

$$i_D = \frac{I_{Ds}}{U_P^2}\left[2(u_G - U_P)\, u_{DS} - u_{DS}^2\right] \tag{1.123}$$

De obicei, punctul static de funcționare al TEC-J, într-un etaj obișnuit de amplificare, se alege în regiunea de saturație.

Simbolizarea TEC-J este prezentată în fig. 1.83. În schemele obișnuite, substratul (baza) *B* se conectează la grilă și, în acest caz, el nu se mai reprezintă explicit în simbolizarea tranzistorului.

### 1.5.2.2. Stabilirea punctului static de funcționare

Alimentarea TEC-J în serie cu o rezistență de sarcină, pentru a se asigura funcționarea într-un punct static din regiunea activă a caracteristicilor, se poate face cu una din schemele date în fig. 1.84. În fig. 1.84, *a* se utilizează o sursă separată pentru negativarea porții, $E_g$. Rezistența $R_g$ se alege la valori de ordinul megohmilor și are rolul de a transmite pe grilă potențialul negativ al bateriei $E_g$, asigurînd în același timp o rezistență de intrare ridicată a etajului. În fig. 1.85 se prezintă construcția dreptei statice de sarcină, corespunzătoare ecuației

$$E_D = u_{DS} + R_D i_D \tag{1.124}$$

rezultată prin scrierea teoremei a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul de ieșire, precum și determinarea punctului static de funcționare, *M*, la intersecția acestei drepte cu caracteristica pentru $u_{G0} = -E_g$. Caracteristica dinamică se suprapune, în acest caz, cu dreapta statică de sarcină.

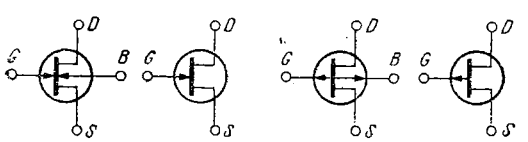



Fig. 1.83. Simbolizarea TEC-J.

Fig. 1.84. Etaje de amplificare cu TEC-J:
*a* — cu sursă separată pentru negativarea porții;
*b* — cu negativare automată.

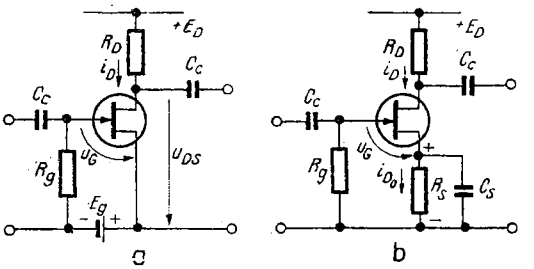
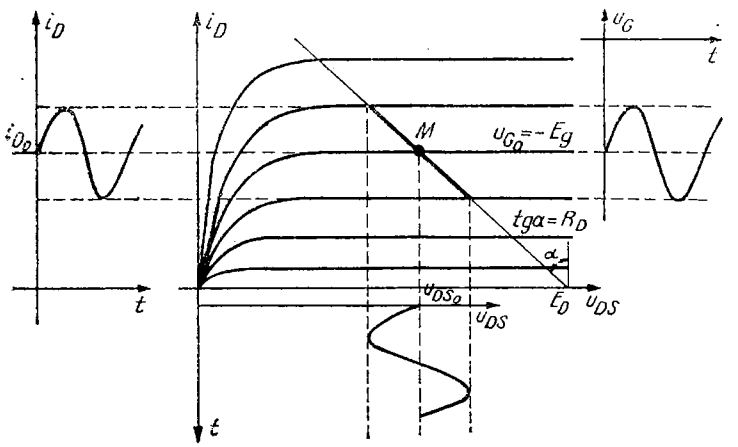



Fig. 1.85. Construcția dreptei de sarcină și a caracteristicii dinamice, în cazul etajului din fig. 1.84, *a*.




Pentru eliminarea bateriei de negativare, se utilizează în mod curent schema din fig. 1.84, *b*, cu „negativare automată" a grilei în raport cu sursa. Căderea de tensiune pe rezistența $R_s$, dată de componenta continuă $i_{S0} = i_{D0}$, se aplică între sursă și grilă (prin rezistența $R_g$), cu semnul plus la sursă și minus la grilă. În consecință

$$u_{G0} = -R_s i_{D0} \tag{1.125}$$

Condensatorul $C_S$ decuplează rezistența $R_s$ în curent alternativ, avînd reactanța neglijabilă la frecvența de lucru a etajului. În fig. 1.86 se prezintă construcția dreptei de negativare, în planul caracteristicii $i_D = f(u_G)$, corespun-

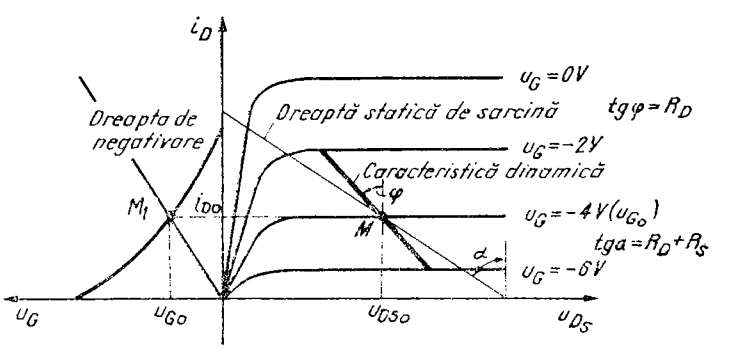



Fig. 1.86. Construcția dreptelor de sarcină și de negativare, precum și a caracteristicii dinamice, în cazul etajului din fig. 1.84, *b*.

zătoare ecuației (1.125). La intersecția dreptei de negativare cu caracteristica de transfer se stabilește punctul de funcționare $M_1$, care determină negativarea $u_{G0}$ a tranzistorului. Punctul de funcționare $M$ se obține utilizînd caracteristica de ieșire pentru $u_G = u_{G0}$ și construind dreapta statică de sarcină, a cărei înclinare este determinată de suma rezistențelor $R_D$ și $R_s$. Caracteristica dinamică, reprezentată cu linie îngroșată, este determinată însă numai de rezistența $R_D$.

### 1.5.3. TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP, CU GRILĂ IZOLATĂ (TEC-MOS)

#### 1.5.3.1 Structura MOS

Structura metal-oxid-semiconductor (MOS), pe baza căreia se realizează aceste tranzistoare, este reprezentată în fig. 1.87. La suprafața semiconductorului (Si), de tip *n* sau *p*, se formează un strat de oxid ($SiO_2$) de grosime extrem de mică: $10^{-6}$ — $10^{-5}$ mm. Metalul depus pe oxid joacă rolul de grilă (poartă), întrucît modifică, prin potențialul său, proprietățile semiconductorului la suprafața din spre oxid, și prin aceasta — conductibilitatea canalului. Pentru structura din fig. 1.87 s-a considerat că pe grilă se aplică un potențial pozitiv, de ordinul a cîțiva volți față de substrat. Datorită grosimii mici a stratului de oxid, se produce în acesta un cîmp electric foarte intens, care modifică distribuția purtătorilor din semiconductorul de tip *n*, ca în fig. 1.88, *a*. Concentrația purtătorilor majoritari (electroni) crește la suprafață, obținîndu-se un strat de *acumulare* sau *de îmbogățire* a semiconductorului în purtători. Dacă potențialul grilei este negativ, electronii sînt respinși în interiorul semiconductorului și la suprafața acestuia se obține un strat *de sărăcire* în purtători majoritari (fig. 1.88, *b*). La valori mari ale negativării grilei, concentrația purtătorilor majoritari scade atît de mult, iar concentrația purtătorilor minoritari crește în așa măsură, încît la suprafața semiconductorului se obține un *strat de inversiune*, în care concentrația golurilor este superioară celei a electronilor (fig. 1.88, *c*).

Tranzistoarele cu efect de cîmp cu grilă izolată, bazate pe proprietățile structurii MOS, pot fi: *cu canal inițial* și *cu canal indus*.

#### 1.5.3.2. Tranzistoare cu efect de cîmp, cu grilă izolată (TEC-MOS), cu canal inițial

În fig. 1.89, *a* este prezentată structura unui TEC-MOS cu canal inițial de tip *n*, iar în fig. 1.89, *b* este dată simbolizarea tranzistorului. Atunci cînd canalul este de tip *p*, se inversează sensul săgeții la substrat.

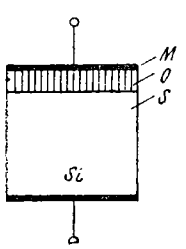



Fig. 1.87. Structura metal-oxid-semiconductor (MOS).

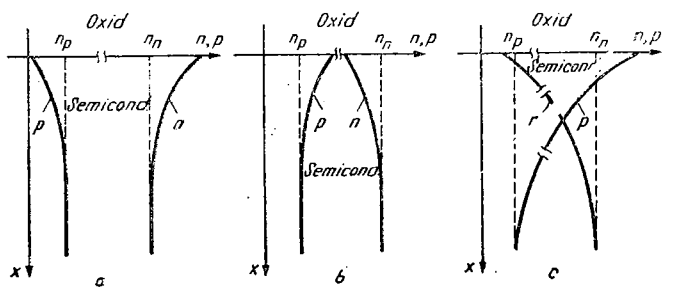



Fig. 1.88. Distribuția purtătorilor de sarcină într-o structură MOS: *a* — în regim de acumulare (îmbogățire); *b* — în regim de sărăcire; *c* — în regim de inversiune.

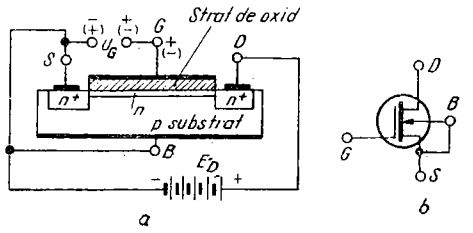



Fig. 1.89. TEC-MOS cu canal inițial de tip *n*:
*a* — structura tranzistorului; *b* — simbolizarea.

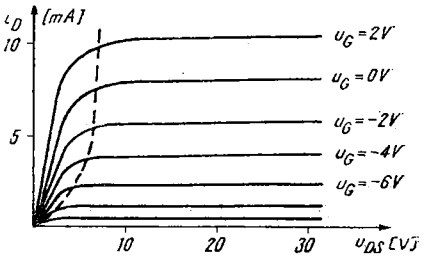



Fig. 1.90. Caracteristicile de ieșire la un TEC-MOS cu canal inițial.

Între sursa $S$ și drena $D$ există un canal realizat fizic printr-o zonă îngustă, de tip $n$. Dacă tensiunea între grilă și sursă este pozitivă, $u_G > 0$, structura MOS lucrează în regim de acumulare, deci canalul se îmbogățește în purtători majoritari și conductibilitatea acestuia crește. Dacă $u_G < 0$, structura MOS lucrează în regim de sărăcire, concentrația purtătorilor majoritari din canal scade și conductanța acestuia scade.

Familia caracteristicilor de ieșire ale TEC-MOS cu canal inițial este dată în fig. 1.90. Se observă că tranzistorul poate lucra în puncte de funcționare corespunzătoare unor tensiuni de grilă pozitive, negative sau egale cu zero. În planul caracteristicilor de ieșire se disting cele trei zone, care au fost întîlnite și la caracteristicile TEC-J: regiunea „de triodă", regiunea de saturație și regiunea de străpungere. Explicația saturației este similară celei din cazul TEC-J. La $u_G = \text{ct}$ și $u_{DS} > 0$, diferența de potențial între grilă și canal reprezintă o tensiune negativă, cu o distribuție spațială de forma curbei $U(x)$ din fig. 1.80. Negativării crescătoare a grilei față de canal, în lungul coordonatei spațiale $x$, îi corespunde o sărăcire tot mai accentuată a canalului în apropierea drenei, pînă la obturarea canalului în dreptul drenei. Din momentul penetrării într-un punct a canalului, curentul de drenă rămîne constant. Tensiunea de prag, $U_P$, și curentul de saturație $I_{Ds}$, la $U_G = 0$, au aceeași semnificație ca la TEC-J, iar ecuația (1.120) a limitei de separație a zonelor de triodă și de saturație, precum și ecuațiile caracteristicilor statice (1.124) și (1.125) își păstrează forma și în cazul TEC-MOS cu canal inițial

Caracteristica de transfer, $i_D = f(u_G)$, pentru o valoare constantă a tensiunii $u_{DS}$, corespunzătoare regiunii de saturație, este dată în fig. 1.91.

În fig. 1.92, *a* este dată schema de alimentare a tranzistorului într-un circuit elementar, considerînd că, în punctul static de funcționare, tensiunea de

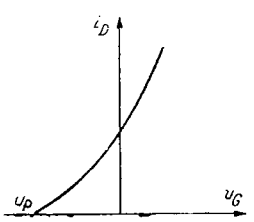



Fig. 1.91. Caracteristica de transfer a unui TEC-MOS cu canal inițial (de tip *n*).

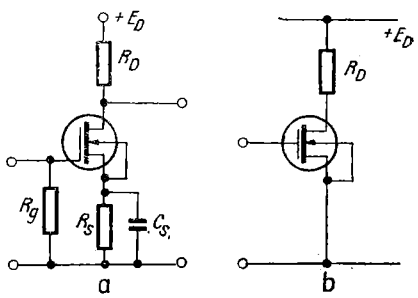



Fig. 1.92. Etaje de amplificare utilizînd TEC-MOS cu canal inițial de tip *n*:
*a* — cu negativare automată a grilei; *b* — cu $u_{G0} = 0$.

grilă este negativă ($u_{G0} < 0$). Grupul $R_s - C_s$ asigură negativarea automată a grilei în raport cu sursa, la fel ca în cazul TEC-J. Întrucît este admisibilă funcționarea tranzistorului într-un punct static pe caracteristica de $u_{G0} = 0$ V, etajul de amplificare se poate realiza și după schema din fig. 1.92, *b*, care asigură o impedanță de intrare extrem de mare (mai mare de $10^{12}$ Ω). Aceste etaje sînt necesare într-o serie de aplicații speciale în tehnică, cum sînt traductoarele de *p*H, traductoarele piezoelectrice etc. Construcția dreptei statice de sarcină și a caracteristicii dinamice se face ca la TEC-J.

### 1.5.3.3 Tranzistoare cu efect de cîmp, cu grilă izolată (TEC-MOS), cu canal indus

Tranzistoarele MOS cu canal indus, fie acesta de tip *p*, au structura prezentată în fig. 1.93, *a*. Dacă $u_G > 0$ sau la negativări mici ale grilei, canalul nu există. Circuitul echivalent drenă-sursă constă din două diode înseriate în opoziție, corespunzătoare succesiunii *p*—*n* și *n*—*p* (zona *n* este substratul) (fig. 1.93, *c*). Dacă negativarea grilei este suficient de mare, atunci se obține regimul de inversiune al structurii MOS și la suprafața semiconductorului apare un strat de goluri formînd canalul tranzistorului. Concentrația purtătorilor de tip *p* din canal este cu atît mai mare, cu cît negativarea grilei este mai puternică. Deoarece canalul nu are o existență permanentă, ci este condiționat de potențialul porții, care îl „induce", în simbolizarea tranzistorului este reprezentat printr-o linie întreruptă (fig. 1.93, *b*).

Familia caracteristicilor de ieșire ale unui TEC-MOS cu canal de tip *p* este dată în fig. 1.94, *a*, iar caracteristica de transfer este dată în fig. 1.94, *b*. Se constată că $i_D$ este diferit de zero numai pentru negativări relativ mari

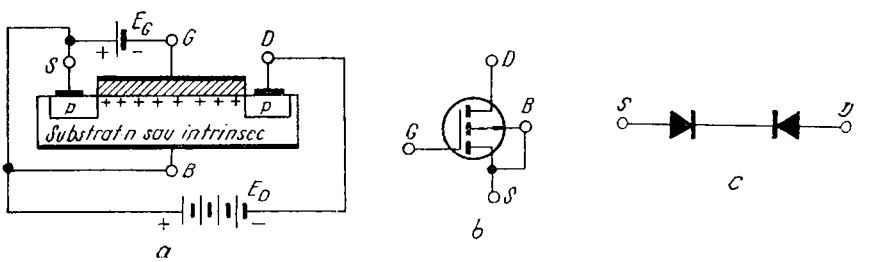



Fig. 1.93. TEC-MOS cu canal indus:
*a* — structura; *b* — simbolul; *c* — circuitul echivalent drenă-sursă, în situația cînd canalul nu este format (indus).

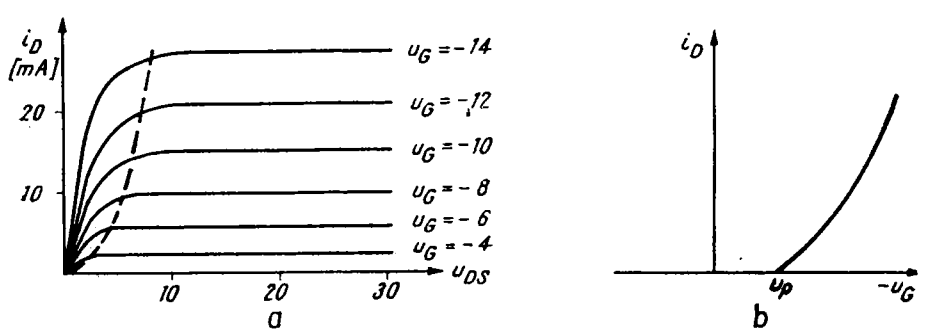



Fig. 1.94. Caracteristicile unui TEC-MOS cu canal indus, de tip *p*:
*a* — caracteristicile de ieșire; *b* — caracteristica de transfer.

ale grilei, pentru care se obține regimul de inversiune. Saturația în caracteristica de ieșire se obține datorită formei distribuției spațiale a tensiunii pe stratul de oxid. Dacă $u_{DS} < 0$, negativarea grilei față de semiconductor scade pe măsura apropierii de drenă. La o anumită valoare a tensiunii $u_{DS}$ se produce penetrarea punctiformă a canalului, în extremitatea dinspre drenă. Această tensiune corespunde curbei reprezentate cu linie întreruptă, care separă regiunile de triodă și de saturație.

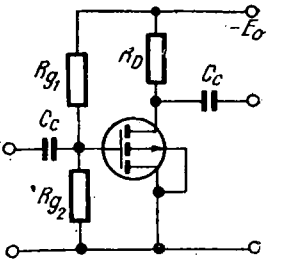



Fig. 1.95. Schema unui etaj de amplificare cu TEC-MOS cu canal indus.

Schema de polarizare a tranzistorului într-un circuit elementar este dată în fig. 1.95. Potențialul grilei se fixează la valoarea corespunzătoare punctului static de funcționare, utilizînd divizorul de tensiune format din rezistențele $R_{g1}$ și $R_{g2}$:

$$u_{g0} = -E_D \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} \tag{1.126}$$

Avînd în vedere că, la schimbarea temperaturii, caracteristicile tranzistorului se modifică (fig. 1.96), polarizarea tranzistorului se face, uneori, cu scheme care asigură stabilizarea punctului static de funcționare cu temperatura. În fig. 1.97 se prezintă o asemenea schemă, în care rezistența $R_S$ determină efectul de stabilizare, iar capacitatea $C_s$ realizează decuplarea rezistenței $R_s$ în curent alternativ. Spre deosebire de schema din fig. 1.95, negativarea stabilită de divizorul $R_{g1}$, $R_{g2}$ se transmite pe grilă prin rezistența $R_g$, aleasă la valori foarte mari, astfel încît se mărește rezistența de intrare a etajului.

*Observație.* În structura unui TEC-MOS se realizează, adesea, o diodă Zener între grilă și substrat, pentru limitarea potențialului grilei. În lipsa diodei, sarcinile electrostatice acumulate pe grilă, la manipularea tranzistorului, produc o tensiune pe stratul de oxid, care poate provoca străpungerea acestuia.

### 1.5.4. REGIMUL DINAMIC AL TRANZISTOARELOR UNIPOLARE

Analiza grafică a regimului dinamic se efectuează ca la tranzistorul bipolar, așa cum s-a schițat în fig. 1.85 și 1.86. Se pune însă problema determinării prin calcul a amplificării unui etaj, cunoscînd caracteristicile tranzistorului și sarcina etajului.

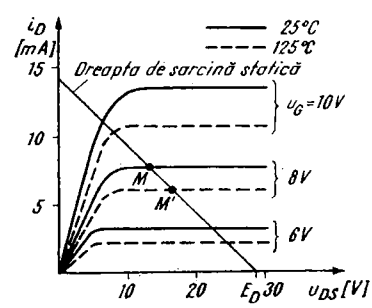



Fig. 1.96. Modificarea cu temperatura a caracteristicilor TEC-MOS cu canal indus.

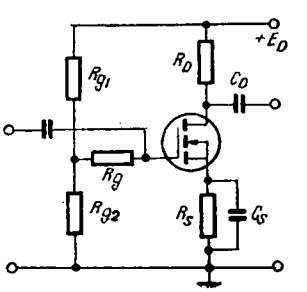



Fig. 1.97. Schema unui etaj de amplificare cu TEC-MOS cu canal indus, cu stabilizarea punctului static cu temperatura.

Se va adopta ca etaj de referință cel din fig. 1.84, *a*; relațiile care se vor deduce sînt valabile însă și pentru celelalte etaje elementare cu TEC-J sau TEC-MOS. Tranzistorul se consideră într-un punct static de funcționare, $M$, de coordonate $u_{DS0}$, $i_{D0}$, pentru care $u_{G0} = -E_G$. Semnalul de intrare, $\Delta u_1 \equiv \Delta u_G$, se suprapune pe componenta $u_{G0}$, producînd variația tensiunii și curentului de drenă: $\Delta u_{DS} \equiv \Delta u_2$; $\Delta i_D \equiv \Delta i_2$. Pornind de la caracteristica statică $i_D = i_D(u_{DS}, u_G)$, variația infinitezimală a curentului $i_D$, în funcție de variațiile infinitezimale ale tensiunilor $u_{DS}$ și $u_G$, se obține prin diferențierea ecuației curentului de drenă, în punctul static de funcționare:

$$\mathrm{d}i_D = \left(\frac{\partial i_D}{\partial u_G}\right)_0 \mathrm{d}u_G + \left(\frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\right)_0 \mathrm{d}u_{DS} \tag{1.127}$$

sau

$$\mathrm{d}i_D = g_m \mathrm{d}u_G + g_d \mathrm{d}u_{DS} \tag{1.128}$$

unde

$$g_m = \left(\frac{\partial i_D}{\partial u_G}\right)_0 \tag{1.129}$$

este transconductanța sau conductanța mutuală, numită și panta tranzistorului, iar

$$g_d = \left(\frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}}\right)_0 \tag{1.130}$$

este conductanța de drenă.

Parametrii $g_m$ și $g_d$ sînt dați în cataloagele de semiconductoare, într-un punct static de funcționare reprezentativ. Parametrul $g_m$ este de circa (1 ... ... 10)mS, iar $r_d = 1/g_d$ de (10 ... 100)kΩ.

Considerînd variații mici, finite, în jurul punctului static de funcționare, considerat în regiunea liniară a caracteristicilor, ecuația (1.128) devine

$$\Delta i_D = g_m \Delta u_G + g_d \Delta u_{DS} \tag{1.131}$$

Ea ne conduce la schema echivalentă din fig. 1.98, *a* a tranzistorului unipolar. Completînd circuitul de intrare și de sarcină, în conformitate cu structura etajului de amplificare analizat (fig. 1.84, *a*), se obține schema echivalentă din fig. 1.98, *b*. Pe circuitul de ieșire se poate scrie

$$\Delta u_{DS} = -R_D \Delta i_D \tag{1.132}$$

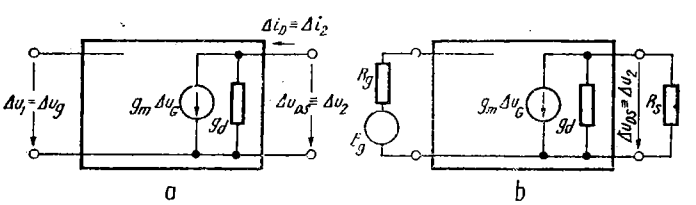



Fig. 1.98. Schema echivalentă în c.a. a unui tranzistor unipolar:
*a* — schema tranzistorului propriu-zis; *b* — schema unui etaj de amplificare.

Din relațiile (1.131) și (1.132) rezultă amplificarea etajului funcționînd la joasă frecvență:

$$A = \frac{\Delta u_2}{\Delta u_1} = \frac{\Delta u_{DS}}{\Delta u_G} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_a R_D} \quad (1.133)$$

unde semnul minus arată că tensiunea de ieșire este în antifază cu tensiunea de intrare.

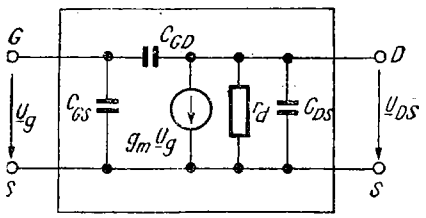



Fig. 1.99. Schema echivalentă în c.a. a tranzistorului unipolar, la frecvențe înalte.

La frecvențe înalte intervin capacitățile parazite ale tranzistorului, de ordinul picofarazilor și schema echivalentă a acestuia este cea din fig. 1.99.

Tranzistoarele unipolare, în special TEC-MOS, se utilizează frecvent în regim de comutație. În fig. 1.100, *a* se prezintă o schemă simplă de circuit electronic, unde TEC-MOS poate lucra în regim de comutație. Dacă tensiunea de intrare, $u_1$, este egală cu zero, tranzistorul lucrează în regiunea de tăiere (punctul $A$ din fig. 1.100, *b*); dacă se aplică la intrare o tensiune $u_1 = E_G$, suficient de mare, se obține punctul $B$ de funcționare, în care tensiunea $u_{DS}^B$ pe tranzistor este mică. În primul caz, tranzistorul se comportă — între drenă și sursă — ca un contact deschis, iar în al doilea caz, se poate asimila — cu aproximație — cu un contact închis. Trecerea dintr-o stare în alta (fig. 1.101) se face în timpi de ordinul (20—100)ns, viteza de comutare fiind influențată și de capacitatea echivalentă la ieșirea tranzistorului.

## 1.6. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE MULTIJONCȚIUNE

### 1.6.1. DIODA PNPN

Dioda *pnpn*, numită și *diodă Shockley* sau *dinistor*, este un dispozitiv cu 4 straturi, avînd structura din fig. 1.102. Reprezentînd dispozitivul prin două tranzistoare, $T_1$, de tip *pnp*, și $T_2$, de tip *npn* (fig. 1.103) calculul curentului anodic $i_a$ se poate face din schema echivalentă dată în fig. 1.103. Deoarece joncțiunea $J_2$ intervine în ambele tranzistoare, curentul rezidual al acestei joncțiuni va conține două componente: $kI_{CB0}$ $(k < 1)$ — corespunzătoare porțiunii din joncțiune care se consideră în tranzistorul $T_1$ — și $(1 - k)I_{CB0}$ — corespunzătoare celeilalte porțiuni a joncțiunii, care intervine în $T_2$.

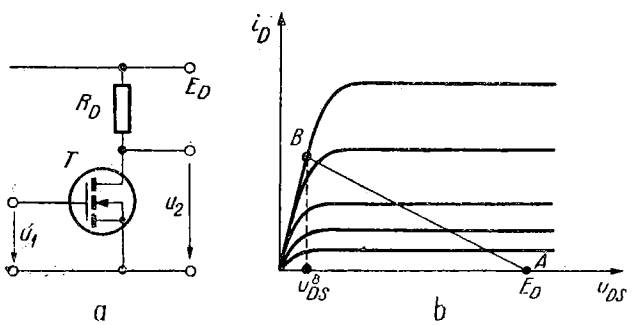



Fig. 1.100. TEC-MOS cu canal indus, în regim de comutație:
*a* — schema etajului; *b* — punctele de funcționare în planul caracteristicii de ieșire.

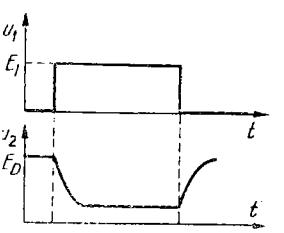



Fig. 1.101. Regimul dinamic la comutarea tranzistorului unipolar.

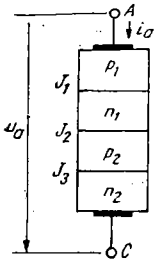



Fig. 1.102. Dioda *pnpn*.

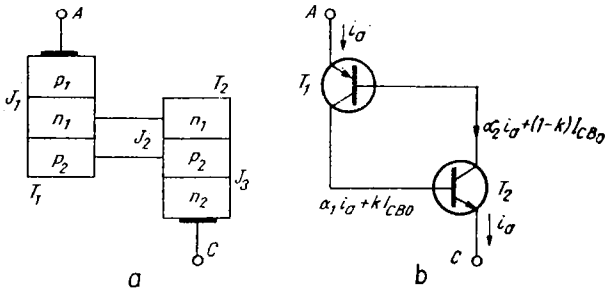



Fig. 1.103. Structura echivalentă a diodei *pnpn*:
*a* — descompunerea diodei în două tranzistoare; *b* — schema echivalentă a diodei *pnpn*.

Din schema echivalentă, dată în fig. 1.103, *b*, rezultă cu ușurință

$$i_a = \alpha_{N1} i_a + k I_{CB0} + \alpha_{N2} i_a + (1 - k) I_{CB0} \tag{1.134}$$

sau

$$i_a = \frac{I_{CB0}}{1 - (\alpha_{N1} + \alpha_{N2})} \tag{1.135}$$

Factorii de amplificare în curent $\alpha_{N1}$ și $\alpha_{N2}$ depind de curenții de colector ai tranzistoarelor respective. În imediata vecinătate a regiunii de tăiere, factorii de amplificare $\alpha_{N1}$ și $\alpha_{N2}$ sînt mici ($\alpha_{N1} + \alpha_{N2} < 1$), însă ei se măresc cu creșterea curenților de colector.

Dacă tensiunea $u_a$, aplicată între anod ($A$) și catod ($C$), are valori mari, curenții prin joncțiunile colector-bază, polarizate invers, pot crește datorită multiplicării în avalanșă a purtătorilor minoritari. Introducînd factorul de multiplicare în avalanșă, $M$, definit în § 1.4.4, relațiile (1.134) și (1.135) devin

$$i_a = M(\alpha_{N1} i_a + k I_{CB0}) + M[\alpha_{N2} i_a + (1 - k) I_{CB0}] \tag{1.136}$$

respectiv

$$i_a = \frac{M I_{CB0}}{1 - M(\alpha_{N1} + \alpha_{N2})} \tag{1.137}$$

unde $M = 1$ la tensiuni anodice mici și $M > 1$ la tensiuni mari (v. fig. 1.34). Caracteristica statică $i_a = f(u_a)$ a diodei *pnpn* este dată în fig. 1.104. La valori mici ale tensiunii anodice rezultă $M \simeq 1$, iar coeficienții statici de amplificare în curent $\alpha_{N1}$ și $\alpha_{N2}$ au valori mici, astfel încît $\alpha_{N1} + \alpha_{N2} < 1$. Curentul $i_a$ este mic — de ordinul de mărime al curentului rezidual $I_{CB0}$ — deci dioda este blocată. Dacă se mărește tensiunea anodică, la o valoare $u_{ap}$ — numită *tensiune de basculare* sau *de aprindere** — factorul de multiplicare $M$ atinge valoarea

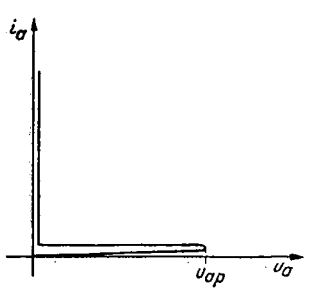



Fig. 1.104. Caracteristica statică a diodei *pnpn*.

$$M = \frac{1}{\alpha_{N1} + \alpha_{N2}} \tag{1.138}$$

* Tensiunea de basculare se mai numește și tensiune de „aprindere", după termenul consacrat la tuburile cu gaz (cu descărcare luminiscentă).

și, în conformitate cu relația (1.137), curentul $i_a$ tinde să crească nedefinit. Dioda trece din starea de blocare în stare de conducție, cînd curentul anodic poate atinge valori mari, fiind limitat de rezistența circuitului de alimentare, iar tensiunea $u_a$ are valori foarte mici (circa 1 V).

### 1.6.2. TIRISTORUL

#### 1.6.2.1. Structura fizică și funcționarea tiristorului

Tiristorul este principalul dispozitiv al electronicii de putere. El are structura din fig. 1.105, *a*, deci prezintă în plus față de dioda *pnpn* un electrod de comandă, numit *poartă* (*P*) sau *grilă* (*G*). Simbolizarea tiristorului este dată în fig. 1.105, *b*.

Considerînd tensiunea anodică $u_a > 0$ și o tensiune de grilă pozitivă, producînd curentul de grilă $i_G$, schema echivalentă a tiristorului este dată în fig. 1.106, unde sînt figurați curenții de colector ai celor două tranzistoare. Din relațiile existente

$$i_{B1} = i_{C2} = \alpha_{N2}(i_a + i_G) + (1 - k) I_{CB0} \tag{1.139}$$

$$i_a = i_{C1} + i_{B1} = \alpha_{N1} i_a + k I_{CB0} + \alpha_{N2}(i_a + i_G) + (1 - k) I_{CB0} \tag{1.140}$$

rezultă

$$i_a = \frac{\alpha_{N2} i_G + I_{CB0}}{1 - (\alpha_{N1} + \alpha_{N2})} \tag{1.141}$$

Datorită curentului $i_G > 0$, curentul $i_a$ crește, deci vor crește și curenții de colector $i_{C1}$ și $i_{C2}$. În consecință, factorii de amplificare $\alpha_{N1}$ și $\alpha_{N2}$ se vor mări, putînd fi îndeplinită condiția de amorsare $\alpha_{N1} + \alpha_{N2} = 1$, cînd curentul anodic tinde să crească nedefinit, adică tiristorul basculează din starea de blocare în starea de conducție. Fenomenul de basculare poate fi prezentat fizic în felul următor: la transmiterea unui curent de grilă $i_G$, crește curentul de bază $i_{B2}$ al tranzistorului $T_2$ (fig. 1.106); aceasta duce la creșterea curentului de colector $i_{C2}$, care este identic cu curentul de bază $i_{B1}$; deci, va crește și curentul de colector $i_{C1}$ al tranzistorului $T_1$, acesta contribuind la mărirea în continuare a curentului de bază $i_{B2}$ ș.a.m.d. Procesul se desfășoară în avalanșă, foarte rapid, astfel încît curentul prin tiristor se stabilește la o valoare limitată de rezistența circuitului în care se alimentează dispozitivul.

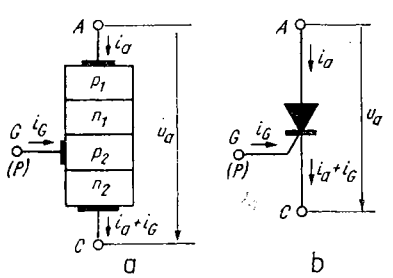



Fig. 1.105. Tiristorul:
*a* — structură; *b* — simbolizare.

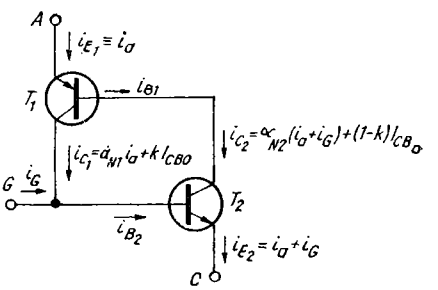



Fig. 1.106. Schema echivalentă a tiristorului.

iar tensiunea pe tiristor se stabilește la valori foarte mici, în jur de 1 V. După basculare (amorsare), grila nu mai controlează curentul prin tiristor; bascularea inversă (blocarea tiristorului) nu se poate obține decît prin micșorarea curentului $i_a$ sub o valoare, numită *curent de menținere*.

### 1.6.2.2. Caracteristicile și parametrii tiristoarelor

Principalele caracteristici ale tiristoarelor sînt: caracteristica anodică, caracteristica de grilă, caracteristicile de disipație și caracteristicile de comutație.

1. *Caracteristica anodică a tiristorului* este dată în fig. 1.107. Se remarcă faptul că, pentru un curent de grilă $i_G$ dat, curentul $i_a$ este foarte mic, pînă la tensiunea de amorsare, $U_{B0}$, după care tiristorul intră în stare de conducție, cînd se comportă aproape ca un contact închis. Tensiunea anodică de amorsare, $U_{B0}$, depinde de curentul de grilă $i_G$. Scăderea curentului anodic sub valoarea curentului de menținere, $I_H$, sau anularea tensiunii anodice, concomitent cu micșorarea curentului $i_G$, aduc tiristorul din nou în stare de blocare. În fig. 1.108 este dată caracteristica de comandă (de amorsare) a unui tiristor, reprezentînd dependența tensiunii anodice de amorsare în funcție de curentul de grilă.

Principalii parametri de catalog, care se referă la caracteristica anodică, sînt: tensiunea inversă continuă admisibilă ($U_R$); tensiunea inversă de vîrf repetitivă ($U_{RRM}$) și nerepetitivă ($U_{RSM}$); tensiunea anodică în conducție, la o valoare specifică a curentului ($U_T$); tensiunea directă de vîrf repetitivă ($U_{DRM}$) și nerepetitivă ($U_{DRM}$), în starea blocată; curentul mediu redresat ($I_0$); curentul de vîrf repetitiv ($I_{TRM}$) și nerepetitiv ($I_{TSM}$) în starea de conducție, curentul de menținere ($I_H$) etc.

2. *Caracteristica de grilă* reprezintă dependența $i_G = f(u_G)$. În cataloagele de tiristoare se indică două caracteristici limită, între care se găsesc toate caracteristicile de grilă ale tipului considerat de tiristor (fig. 1.109). Parametrii de catalog, care se referă la această caracteristică sînt: tensiunea de grilă de amorsare ($U_{GT}$), respectiv curentul de grilă de amorsare ($I_{GT}$), pentru care tiristorul se amorsează la o tensiune anodică mică, specificată; tensiunea și curentul de grilă de neamorsare ($U_{GD}$, respectiv $I_{GD}$); curentul direct de

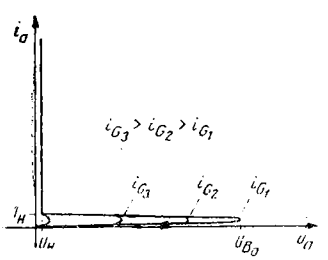



Fig. 1.107. Caracteristica anodică a tiristorului.

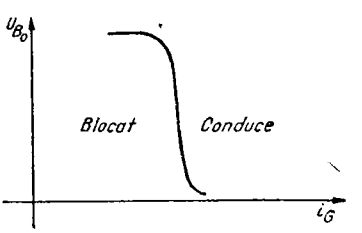



Fig. 1.108. Caracteristica de comandă a tiristorului.

vîrf al grilei ($I_{FGM}$); tensiunea inversă de vîrf pe grilă ($U_{RGM}$) etc. Mărimile $U_{GD}$ și $I_{GD}$ determină aria haşurată în fig. 1.109, unde nu se produce amorsarea tiristorului. În domeniul situat între curba *1*, determinată de parametrii $U_{GT}$ și $I_{GT}$, și zona haşurată, amorsarea tiristorului este funcție de tensiunea anodică. În practică, pentru amorsarea tiristorului se utilizează domeniul cuprins între hiperbola de disipație și curba *1*, pentru care amorsarea tiristorului este sigură.

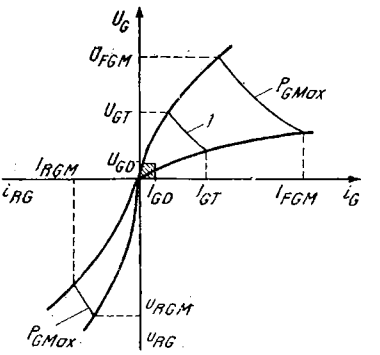


Fig. 1.109. Caracteristica de grilă a tiristorului.

3. *Caracteristicile de disipație* mai importante sînt: dependența puterii disipate în funcție de curentul mediu redresat, $I_0$, pentru diverse unghiuri de conducție (fig. 1.110); dependența temperaturii maxime admisibile a capsulei de curentul mediu redresat (fig. 1.111) etc. Parametrii de disipație sînt: rezistențele termice joncțiune-capsulă, $R_{th,jc}$, și joncțiune-ambiant (pentru un radiator dat), $R_{th;ja}$, impedanța termică tranzitorie, definită prin relația

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{P} \quad [\mathrm{K/W}] \tag{1.142}$$

unde $\Delta T$ este creșterea temperaturii tiristorului, produsă de un impuls de curent cu o formă determinată, iar $P$ este puterea disipată în tiristor. Dependența $Z_{th} = Z_{th}(t)$ este dată în fig. 1.112. Ea se utilizează, împreună

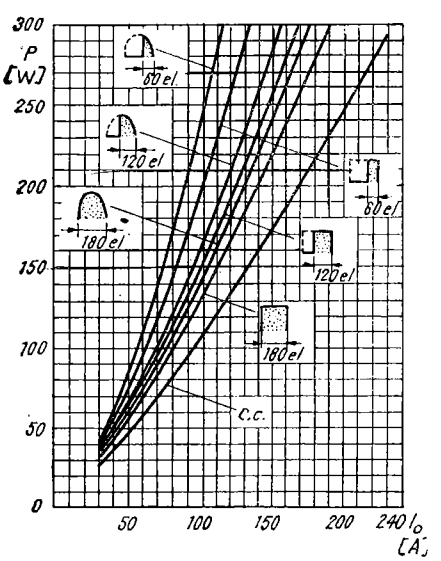


Fig. 1.110. Caracteristica puterii disipate în funcție de curentul mediu redresat, la tiristorul YS 12—6E.

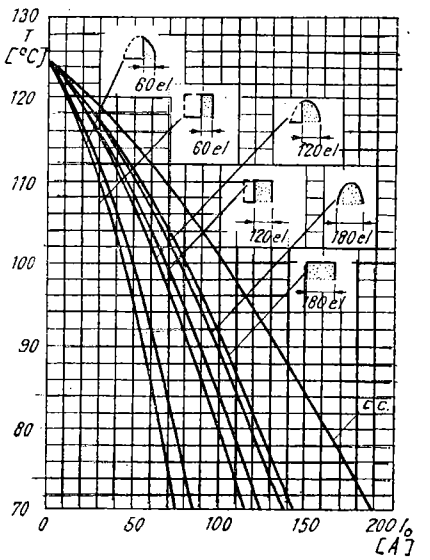


Fig. 1.111. Dependența temperaturii maxime admisibile a capsulei de curentul mediu redresat, la tiristorul YS 12—6E (ASEA).

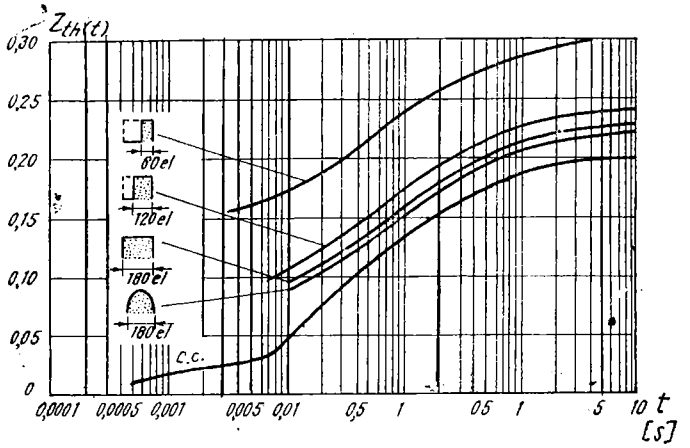



Fig. 1.112. Caracteristica impedanței termice tranzitorii la tiristorul YS 12 — 6E.

cu alți parametri * ai tiristorului, la calculul curentului de suprasarcină admisibil și la calculul siguranțelor fuzibile pentru protecție.

4. *Caracteristicile de comutație* se referă la regimurile dinamice de amorsare și blocare a tiristorului. În fig. 1.113 este dată variația tensiunii anodice, la o variație tipică a curentului de grilă, în cazul amorsării tiristorului. În raport cu valorile $I_{FGM}$ și $t_c$ (v. fig. 1.113), date în catalog, se definește *timpul de întîrziere*, $t_d$ (de ex., tiristorul YS 12—6E are $t_d = 4$ μs la $I_{FGM}=0{,}5$ A și $t_c = 1$ μs). Parametrul $t_r$ se numește *timpul de creștere controlat prin intermediul porții*, fiind definit ca intervalul de timp din momentul cînd tensiunea anodică este egală cu 0,9 $u_D$, pînă cînd aceasta devine egală cu 10% din valoarea inițială ($u_D$). *Timpul total de comutație directă* este $t_{gt} = t_d + t_r$.

Regimul dinamic la blocarea tiristorului este ilustrat în fig. 1.114, în care s-a considerat că tiristorul este alimentat în serie cu o rezistență, de la o

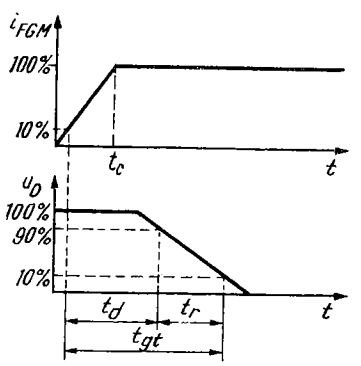



Fig. 1.113. Explicativă, la definirea timpilor de comutare directă a tiristorului.

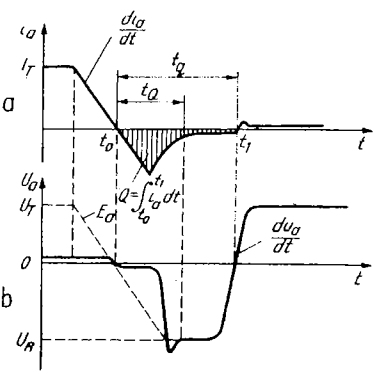



Fig. 1.114. Regimul dinamic de blocarea tiristorului:
*a* — variația curentului anodic; *b* — variația tensiunii anodice.

* Un parametru important pentru alegerea siguranțelor fuzibile este $\int i^2_{TSM}(t)dt$, unde $i_{TSM}(t)$ este valoarea instantanee a curentului de vîrf nerepetitiv.

sursă de tensiune $E_a$. La schimbarea polarității tensiunii $E_a$, variația curentului este similară celei din cazul tranzistoarelor bipolare: există un timp de evacuare a purtătorilor în exces, acumulați în zona joncțiunii $J_2$, precum și timpul de „cădere", determinat de viteza de recombinare a purtătorilor. Dacă în intervalul $t_Q$ se aplică din nou tensiunea directă pe tiristor, el poate rămîne în conducție. În cataloagele de tiristoare se indică *timpul de dezamorsare la comutația inversă a tiristorului*, $t_q$, ca fiind intervalul de timp între momentul cînd $i_a = 0$, pînă cînd tiristorul poate prelua tensiunea anodică pozitivă, fără pericolul de a rămîne amorsat (fig. 1.114, *b*). Definirea timpului $t_q$ se face în raport cu o curbă de anulare a curentului dată (v. fig. 1.114, *a*). De ex., tiristorul YS 12—6E are — pentru $I_{TM} = 300$ A și $\frac{di_a}{dt} = -40\text{A}/\mu\text{s}$, $U_{RM} \geqslant 100$ V — timpul de dezamorsare în limitele 40—230 μs. Se observă că $t_q > t_Q$, întrucît se admite o toleranță pentru asigurarea blocării tiristorului. Un alt parametru de catalog este *sarcina de descărcare (recuperare)*, definită prin relația

$$Q = \int_{t_0}^{t_1} i_a \, dt \tag{1.143}$$

unde $t_1$ este momentul de anulare a curentului invers.

În privința regimului dinamic al tiristorului, se mai definesc doi parametri importanți: *viteza critică de creștere a curentului în starea de conducție* $\left(\frac{di_a}{dt}\right)$ și *viteza critică de creștere a tensiunii în stare de blocare* $\left(\frac{du_a}{dt}\right)$.

Viteza critică de creștere a curentului, numită și *gradient maxim de curent*, se impune ca o limită a derivatei $\frac{di_a}{dt}$, în vederea păstrării integrității tiristorului. La depășirea acestei limite, neuniformitatea densității de curent în semiconductor crește, în așa măsură, încît se produc încălziri locale, determinînd distrugerea tiristorului.

Viteza critică de creștere a tensiunii în starea blocată, $\frac{du_a}{dt}$, numită și *gradient maxim de tensiune*, se impune pentru a se evita amorsarea inoportună a tiristorului. În situația cînd tiristorul este blocat, joncțiunile $J_1$ și $J_3$ sînt deschise, iar joncțiunea $J_2$ este polarizată invers, preluînd practic în totalitate tensiunea anodică. Existența capacității de barieră $C_b$ a joncțiunii $J_2$ determină un curent prin joncțiune, egal cu $C_b \frac{du_a}{dt}$. Dacă viteza de creștere a tensiunii depășește valoarea critică, acest curent produce amorsarea nedorită a tiristorului.

### 1.6.2.3. Protecțiile tiristoarelor

Principalele măsuri care se adoptă pentru protejarea tiristoarelor în circuitele electronicii de putere sînt:

— utilizarea siguranțelor fuzibile rapide, de mare selectivitate, pentru protecția la supracurenți;

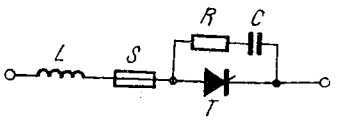



Fig. 1.115. Conectarea elementelor de protecție în circuitul unui tiristor.

— înserierea tiristoarelor cu bobine avînd inductivitățile astfel calculate, încît să se limiteze viteza de creştere a curentului, la o valoare sub viteza critică;

— conectarea, în paralel cu tiristorul, a unui circuit *RC*, care realizează protecția contra variațiilor foarte rapide ale tensiunii şi contra supratensiunilor.

Conectarea elementelor de protecție în circuitul unui tiristor este ilustrată în fig. 1.115.

### 1.6.2.4. Tipuri de tiristoare

a. *Tiristorul unioperațional* sau obişnuit, utilizat cel mai frecvent în electronica de putere, are structura şi proprietățile care au fost deja prezentate. Menționăm totuşi că realizarea tehnologică a acestuia poate fi destul de variată (fig. 1.116). Aceste tiristoare se construiesc pentru o gamă largă de tensiuni inverse de vîrf (sute şi mii de volți) şi de curenți nominali (zeci, sute sau chiar mii de amperi). Ele se utilizează pe scară largă la realizarea circuitelor electronice de putere (mutatoare), pentru acționarea mașinilor electrice la turații variabile, precum şi în alte aplicații industriale. În țară se produc tiristoare avînd curentul mediu redresat de 50 A ... 1 000 A şi tensiuni inverse de 100 V ... 2 600 V.

b. *Tiristorul-tetrodă* (fig. 1.117) are două grile prin care poate fi comandat. Ele corespund atît intrării pe baza tranzistorului $T_2$, cît şi intrării pe baza tranzistorului $T_1$ din schema echivalentă (v. fig. 1.106). Deci, tiristorul-tetrodă poate fi amorsat fie prin impulsuri pozitive aplicate pe grila $G_1$, fie prin impulsuri negative aplicate pe grila $G_2$.

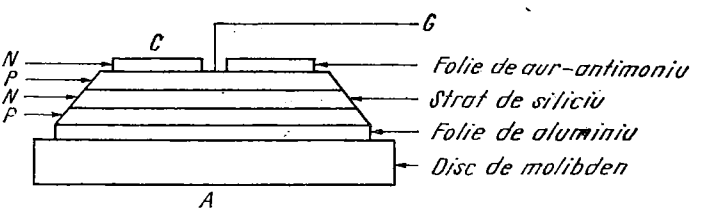



Fig. 1.116. Variantă tehnologică de realizare a unui tiristor unidirecțional de putere.

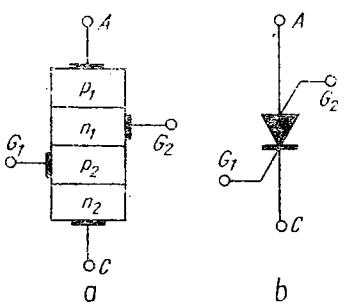



Fig. 1.117. Tiristorul tetrodă:
*a* — structură; *b* — simbolizare.

c. *Tiristorul bioperațional* are în locul regiunii $n_2$ un electrod metalic. Tranzistorul $T_2$ din schema echivalentă (v. fig. 1.106) are o structură specială, care determină o variație foarte pronunțată a factorului de amplificare $\alpha_{N2}$, în funcție de curentul $i_a$. Pentru $i_a < 2$ mA, factorul $\alpha_{N2}$ este foarte mic, deci $\alpha_{N1} + \alpha_{N2} \simeq \alpha_{N1} < 1$. Aplicînd pe grilă un impuls pozitiv de curent, cu amplitudine suficient de mare, condiția de basculare $\alpha_{N1} + \alpha_{N2} = \frac{1}{M} \simeq 1$ este îndeplinită și tiristorul se amorsează. Spre deosebire de celelalte tipuri de tiristoare, el poate fi blocat aplicînd pe grilă un impuls negativ de curent, astfel încît $i_a - |i_G| < 2$ mA, ceea ce determină micșorarea sumei $\alpha_{N1} + \alpha_{N2}$ la o valoare mai mică decît unitatea. Întrucît curentul anodic poate avea valori mari, rezultă că impulsul de grilă pentru blocare trebuie să fie de amplitudine mult mai mare decît cel pentru amorsare.

### 1.6.3. TRIACUL ȘI DIACUL

Triacul este un dispozitiv semiconductor, a cărui structură și simbolizare sînt date în fig. 1.118. Făcînd abstracție de unele particularități constructive, triacul poate fi asimilat * cu două tiristoare montate în opoziție, comandate printr-o grilă comună. Dacă anodul $A_2$ este pozitiv față de $A_1$ ($A \equiv A_2$; $C \equiv A_1$), tiristorul este format din zonele $p_4$, $n_3$, $p_2$, $n_1$, grila $G$ realizînd comanda prin intermediul zonei $p_2$, cu care face contact. Dispozitivul este basculat în stare de conducție prin impulsuri pozitive aplicate pe grilă, iar funcționarea triacului corespunde ramurii din cadranul I a caracteristicii statice (fig. 1.118,*c*). Dacă anodul $A_1$ este pozitiv față de $A_2$ ($A \equiv A_1$, $C \equiv A_1$), tiristorul este format din zonele $p_2$, $n_3$, $p_4$, $n_5 + n_{5A}$, iar grila $G$ comandă dispozitivul prin intermediul zonei $n_G$, în mod similar comenzii realizate de grila $G_2$ la tiristorul-tetrodă. Acest tiristor, orientat invers față de primul, va fi basculat în stare de conducție prin impulsuri negative aplicate pe grilă, iar funcționarea triacului corespunde acum ramurii din cadranul III a caracteristicii statice. Avînd în vedere proprietățile arătate, triacul poate fi utilizat în circuitele de forță, ca întreruptor de curent alternativ. În prezent se realizează în țară triacuri pentru curenți de pînă la 75 A (valoare eficace) și tensiuni inverse de pînă la 800 V.

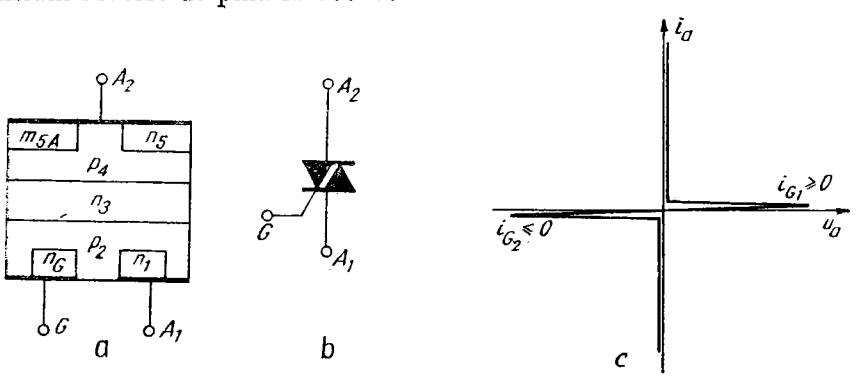



Fig. 1.118. Triacul:
*a* — structură; *b* — simbolizare; *c* — caracteristica statică.

* La o analiză mai amănunțită a structurii triacului, acesta se poate descompune într-o schemă echivalentă formată din patru variante constructive de tiristoare.

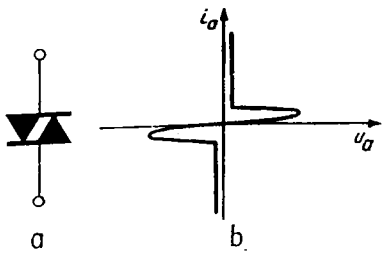



Fig. 1.119. Diacul:
*a* — simbolizare; *b* — caracteristică statică.

Diacul este un dispozitiv cu o structură apropiată de cea a triacului, cu deosebirea că nu are electrod de comandă. Simbolizarea și caracteristica statică a diacului sînt date în fig. 1.119. Întrucît diacul este un dispozitiv electronic de mică putere, se utilizează cu precădere ca element de comandă, de exemplu pentru comanda tiristoarelor și triacurilor.

## 1.7. DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

### 1.7.1. GENERALITĂȚI

Dispozitivele optoelectronice transformă energia unei radiații electromagnetice în energie electrică sau invers. Funcționarea lor se bazează pe următoarele tipuri de procese optoelectronice:

— *efectul fotoelectric exterior*, constînd în emisia electronică a unui fotocatod, sub acțiunea unei radiații incidente (emisiunea fotoelectrică);

— *efectul fotoelectric interior*, reprezentînd generarea perechilor de purtători într-un semiconductor, ca urmare a faptului că energia radiației incidente determină trecerea electronilor din banda de valență în banda de conducție;

— *procesul de recombinare radiativă a purtătorilor* într-un semiconductor, cînd se produce emisia unei radiații electromagnetice, la trecerea electronilor din zona de conducție în zona de valență.

Efectul fotoelectric stă la baza funcționării tuburilor fotoelectrice cu vid și cu gaz. Celelalte două procese se întîlnesc la dispozitivele semiconductoare optoelectronice. Fotodiodele, fototranzistoarele, fototiristoarele și celulele fotovoltaice funcționează pe baza efectului fotoelectric interior; diodele electroluminiscente funcționează pe baza procesului de recombinare radiativă.

### 1.7.2. TUBURI FOTOELECTRICE CU VID ȘI CU GAZ

*Tubul fotoelectric cu vid* are doi electrozi: catodul, numit și fotocatod, avînd suprafața prelucrată pentru obținerea unei emisiuni fotoelectronice cît mai eficiente, și anodul, alimentat la un potențial pozitiv față de catod. În fig. 1.120 sînt date simbolizarea tubului fotoelectric, precum și familia caracteristicilor statice, $i_a = f(u_a)$, pentru diverse fluxuri luminoase incidente.

Așa cum se remarcă și din fig. 1.120,*a*, sensibilitatea $S_\Phi = \left.\frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}\Phi}\right|_{u_a = ct}$ a tubului fotoelectric cu vid este redusă. O sensibilitate mai bună se obține la *tuburile fotoelectrice cu gaz*, unde se introduce, în interiorul balonului, gaz

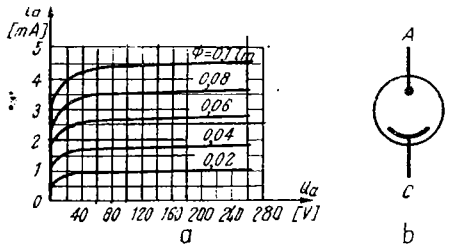



Fig. 1.120. Tubul fotoelectric cu vid:
*a* — caracteristici statice; *b* — simbolizare.

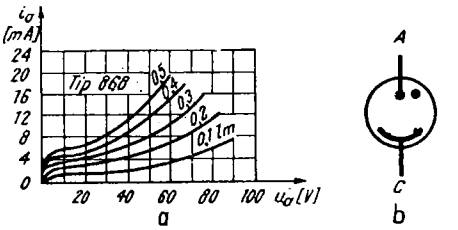



Fig. 1.121. Tubul fotoelectric cu gaz:
*a* — caracteristici statice; *b* — simbolizare.

inert, la o presiune scăzută. În simbolizarea tubului, prezența gazului este marcată printr-un punct (fig. 1.121, *b*). Electronii emiși de fotocatod, datorită radiației incidente, sînt accelerați în cîmpul electric format între anod și catod, producînd ionizarea gazului din tub. Creșterea numărului de purtători care formează curentul anodic, datorită ionizării, determină mărirea curentului anodic, pe măsura creșterii tensiunii $u_a$ (fig. 1.121, *a*). Forma caracteristicii statice arată că, la tensiuni mari, sensibilitatea tubului cu gaz este superioară celei din cazul tubului cu vid.

O soluție radicală în privința creșterii sensibilității tuburilor fotoelectronice este utilizată în construcția *tubului fotomultiplicator*. Acesta este un tub cu vid, conținînd un fotocatod, un anod și mai mulți electrozi intermediari, numiți *dinozi* (fig. 1.122). Cu ajutorul unui divizor de tensiune, dinozii sînt alimentați la tensiuni crescătoare, pe măsura apropierii de anod. Electronii emiși de fotocatod sînt accelerați de primul dinod, producînd la suprafața acestuia — prin emisiune secundară — un număr de electroni secundari, egal cu $\sigma n_p$, unde $n_p$ este numărul de electroni primari, iar $\sigma$ este coeficientul de emisie secundară $\left(\sigma = \frac{n_s}{n_p}\right)$, considerat supraunitar. Emisia secundară se produce la fiecare dinod, astfel încît — dacă aceștia sînt identici și au aceleași diferențe de potențial față de electrozii adiacenți — curentul anodic va fi determinat de $(\sigma)^n n_p$ electroni, unde $n$ este numărul de dinozi. În acest fel se obține o multiplicare de $10^4 \ldots 10^6$ a curentului fotoelectronic emis de catod.

### 1.7.3. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE OPTOELECTRONICE

Așa cum s-a arătat, dispozitivele semiconductoare optoelectronice pot fi: cu efect fotoelectric intern (fotorezistențe, fotodiode, fototranzistoare, fototiristoare și celule fotovoltaice) și cu efect de recombinare radiativă (diode electroluminiscente).

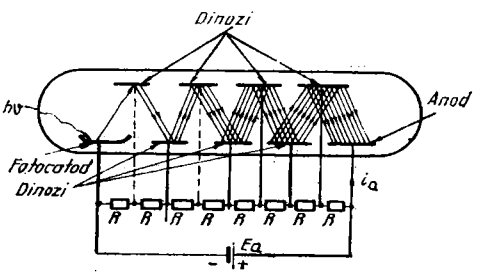



Fig. 1.122. Tubul fotomultiplicator.

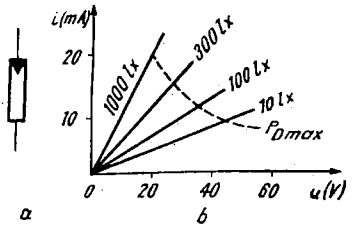



Fig. 1.123. Fotorezistența:
*a* — simbolizare; *b* — caracteristica statică.

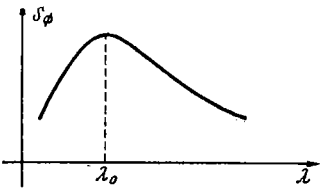



Fig. 1.124. Caracteristica spectrală a fotorezistenței.

*Fotorezistența* este un dispozitiv cu semiconductor omogen, a cărui rezistență electrică se modifică sub acțiunea radiației electromagnetice incidente. Variația rezistenței semiconductorului se datorește modificării concentrației purtătorilor, prin formarea perechilor electron-gol, ca urmare a aportului energetic de la radiația incidentă.

Simbolizarea fotorezistenței și caracteristica statică sînt date în fig. 1.123. Principalii parametri ai fotorezistenței sînt: rezistența de întuneric, $R_0$ și sensibilitatea, definită prin relația

$$S_\Phi = \frac{1}{R} \cdot \frac{\Delta R}{\Delta \Phi} \; 100 \; [\%/\text{lm}] \tag{1.144}$$

Dependența sensibilității de lungimea de undă, $\lambda$, a radiației incidente, se numește caracteristică spectrală (fig. 1.124). După valoarea lungimii de undă, la care sensibilitatea este maximă, fotorezistențele pot fi: pentru spectru vizibil și pentru spectru infraroșu.

*Fotodioda* este o diodă semiconductoare de construcție specială (fig. 1.125), utilizată în regim de polarizare inversă. O parte a purtătorilor minoritari din zona $p^+$, generați sub acțiunea radiației incidente, se recombină. Deoarece zona $p^+$ este îngustă, procentul purtătorilor minoritari, care ajung în regiunea de trecere a joncțiunii, este însă important. Acești purtători formează o componentă, $i_\Phi$, a curentului prin joncțiune, depinzînd de iluminare, astfel încît ecuația diodei ideale devine

$$i_a = I_s \left[ \exp\left(\frac{eu_a}{kT}\right) - 1 \right] - i_\Phi \tag{1.145}$$

Reprezentarea grafică a ecuației (1.145), ținînd cont de variația componentei $i_\Phi$ cu iluminarea, este dată în fig. 1.125, *d*. Se observă că dispozitivul

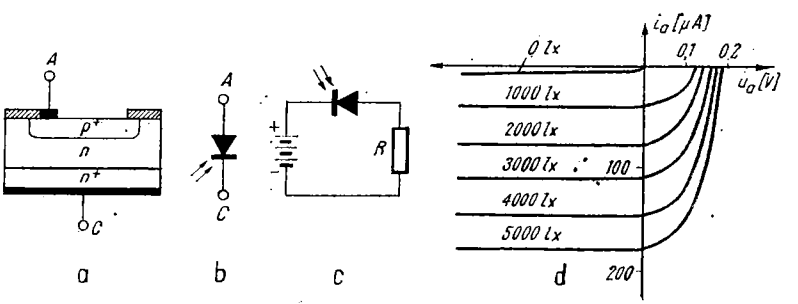



Fig. 1.125. Fotodioda:
*a* — structură; *b* — simbolizare; *c* — polarizarea fotodiodei; *d* — caracteristicile statice.

poate lucra și ca fotoelement, deoarece la funcționarea în gol, fără polarizare din exterior, se obține la borne o t.e.m. dependentă de iluminare.

Principalii parametri de catalog ai unei fotodiode sînt: curentul de întuneric, $I_D$, tensiunea inversă maximă, $U_{RM}$, curentul de iluminare, $I_L$, pentru o tensiune anodică și o iluminare $E$ date, sensibilitatea $S = \left.\frac{\Delta I_L}{\Delta E}\right|_{U_R = \text{ct}}$ [nA/lx] etc. Caracteristica spectrală este dată sub forma dependenței cu lungimea de undă $\lambda$, a sensibilității sau a raportului $I_L/I_{L\,max}$. Cele mai multe fotodiode se construiesc pentru spectrul vizibil și infraroșu apropiat. De exemplu, fotodioda românească ROL 021 are: $I_D = 5$ nA; $I_L = 30$ μA (la $U_R = 30$ V, $E = 1$ klx); $U_{RM} = 50$ V; $S = 30$ nA/lx și caracteristica spectrală din fig. 1.126.

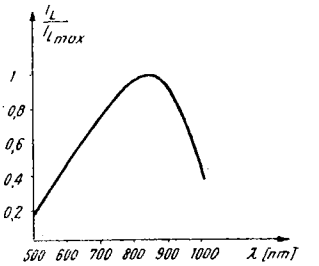


Fig. 1.126. Caracteristica spectrală a fotodiodei ROL 021.

*Fotoelementul* este realizat sub forma unei joncțiuni *pn*, fără polarizare din exterior. În conformitate cu relația (1.145), tensiunea electromotoare este

$$e = u_a|_{i_a = 0} = \frac{kT}{e} \ln\left(1 + \frac{i_\Phi}{i_s}\right) \tag{1.146}$$

Fotoelementele se utilizează ca detectoare de radiație în spectrul vizibil și de infraroșu, sau ca elemente de conversie a energiei solare. Caracteristicile fotoelementelor sînt: caracteristica externă $u = f(i)$, caracteristica spectrală $S = S(\lambda)$ și caracteristica de directivitate, reprezentînd variația sensibilității cu direcția radiației incidente. În fig. 1.127 este dată caracteristica externă a celulei solare cu Si, de fabricație românească, ROL 41.

*Fototranzistorul* are structura și simbolizarea reprezentate în fig. 1.128, *a* și *b*. Ca și la fotodiodă, purtătorii minoritari formați în zona *p* a bazei, sub acțiunea radiației incidente, sînt antrenați în colector de cîmpul intern din regiunea de trecere a joncțiunii colectorului, rezultînd un curent de colector de $\frac{1}{1 - \alpha_N} = \beta_N + 1$ ori mai mare decît în situația cînd ar exista numai joncțiunea *pn* bază-colector. Caracteristica statică a fototranzistorului este dată în fig. 1.128, *c*. Alte caracteristici și parametri se definesc similar celor de la fotodiodă: curent de întuneric, $I_D$, curent de iluminare, $I_L$, caracteristică spectrală etc. De exemplu, pentru fototranzistorul de fabricație românească

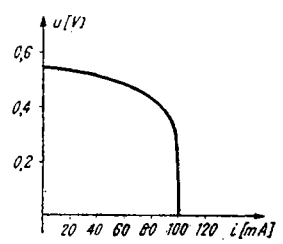


Fig. 1.127. Caracteristica externă a celulei solare ROL 41.

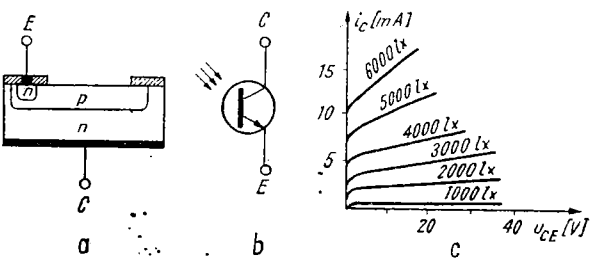


Fig. 1.128. Fototranzistorul:
*a* — structura; *b* — simbolizare; *c* — caracteristici statice.

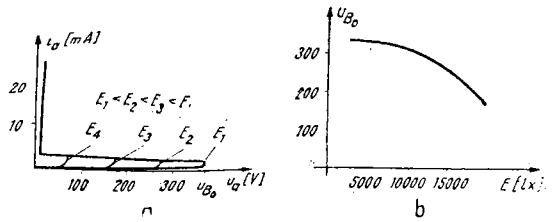



Fig. 1.129. Caracteristicile fototiristorului:
*a* — caracteristica statică; *b* — caracteristica de comandă.

ROL 31, datele de catalog prevăd: $I_D = 10$ nA, $I_L = 10$ mA, la $u_{CE} = 5$ V și $E = 1$ klx, intervalul spectral pentru care $I_L/I_{Lmax} \geqslant 0{,}5$ este (750 ... 930)nm etc.

*Fototiristorul* este o variantă constructivă de tiristor, la care amorsarea se realizează prin efect fotoelectric intern. Caracteristicile statice și de comandă ale unui fototiristor sînt reprezentate în fig. 1.129.

*Dioda electroluminiscentă** emite o radiație luminoasă pe seama energiei rezultate prin recombinarea purtătorilor de sarcină. Joncțiunea *pn* a diodei electroluminiscente se polarizează direct; prin difuzia purtătorilor dintr-o zonă în alta se obține un proces intens de recombinare a purtătorilor difuzați cu purtătorii majoritari, proces care este stimulat de atomii unor impurități activatoare. Spectrul radiației emise depinde de materialul semiconductor utilizat și de natura impurităților activatoare. Astfel, pentru semiconductorul GaP, utilizînd impurități activatoare de Zn se obține o radiație roșie; utilizînd impurități activatoare de N se obține culoarea verde etc.

Diodele electroluminiscente au largi aplicații în afișările numerice și alfanumerice (mini și microcalculatoare, instalații industriale de control etc.), precum și în dispozitive de semnalizare. În fig. 1.130 sînt reprezentate simbolizarea diodei fotoemisive, precum și caracteristicile: anodică, intensitate

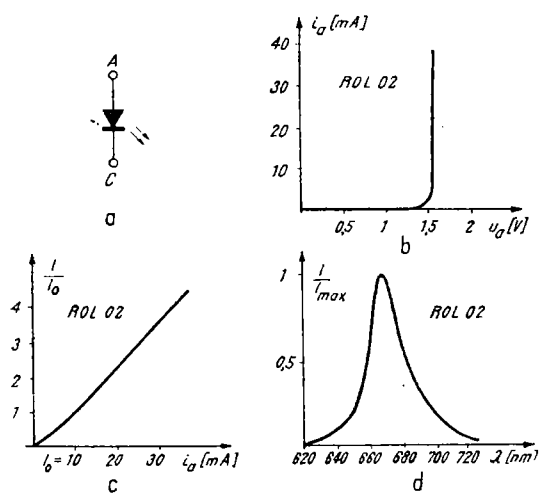



Fig. 1.130. Dioda fotoemisivă:
*a* — simbolizare; *b* — caracteristica statică; *c* — caracteristica intensitate luminoasă relativă—curent direct; *d*—caracteristica spectrală.

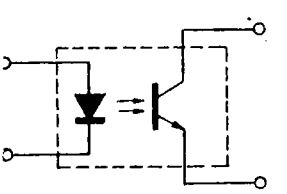


Fig. 1.131. Optocuplorul.

* Aceste diode se mai numesc LED-uri, după denumirea în limba engleză: Light Emitting Diode.

luminoasă relativă — curent direct și caracteristica spectrală, pentru dioda electroluminiscentă ROL 02 de fabricație românească.

*Cuplorul optic* sau *optocuplorul* este un dispozitiv format din două elemente: o diodă fotoemisivă, cuplată optic cu un fotoreceptor, de obicei fototranzistor (fig. 1.131). Prin acest dispozitiv se realizează transferul unei comenzi, cu o foarte bună izolare galvanică între intrare și ieșire. El poate înlocui elemente similare, cum sînt releele și transformatoarele de impulsuri. În țară se produce optocuplorul ROL 61, care cuprinde o diodă electroluminiscentă GaAs de infraroșu și un fototranzistor, realizînd o tensiune electrică de izolare intrare-ieșire de 2,5 kV.

## 1.8. ALTE DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

### 1.8.1. TRANZISTORUL UNIJONCȚIUNE

Tranzistorul unijoncțiune (TUJ), numit și diodă cu bază dublă, are structura și simbolizarea date în fig. 1.132. Deoarece zona $n$ este slab dotată cu impurități, rezistența $R_{BB}$ între bazele $B_1$ și $B_2$ este relativ mare (mii de ohmi). În regiunea mediană a blocului semiconductor de tip $n$ este realizată o joncțiune $pn$, zona $p$ fiind puternic dotată cu impurități.

La aplicarea unei tensiuni $u_{BB} > 0$ între cele două baze, potențialul punctului din zona $n$, aflat în dreptul joncțiunii, va fi $\eta u_{BB}$, unde $\eta$ se numește *raport intrinsec*, fiind definit prin relația

$$\eta = \frac{r_{B1}}{r_{B1} + r_{B2}} \tag{1.147}$$

în care $r_{B1}$ și $r_{B2}$ sînt rezistențele barei de semiconductor, între punctul din dreptul joncțiunii emitorului și cele două baze. De obicei, $\eta = 0{,}5 \ldots 0{,}8$. Dacă $u_{EB1} < \eta u_{BB}$, joncțiunea $pn$ este polarizată invers, curentul $i_E$ fiind foarte mic. Atunci cînd $u_{EB1}$ depășește valoarea $\eta u_{BB}$, joncțiunea $pn$ va fi polarizată în sens direct, golurile din zona $p$ difuzează în regiunea $n$, mărind considerabil conductanța acestei regiuni. Dacă TUJ este alimentat în serie cu o rezistență, la deschiderea joncțiunii $EB_1$, tensiunea $u_{BB}$ scade brusc, datorită micșorării rezistenței între $B_2$ și $B_1$. Curentul $i_E$ crește brusc iar tensiunea $u_{EB1}$ scade pînă la valoarea tensiunii directe pe dioda emitor-bază $B_1$ (fig. 1.133). În continuare, curentul $i_E$ crește cu tensiunea $u_{EB1}$ după caracteristica statică în sens direct a acestei diode. Se remarcă faptul că tensiunea

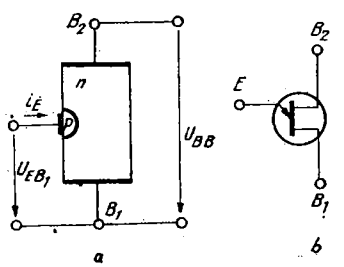



Fig. 1.132. Tranzistorul unijoncțiune:
*a* — structură; *b* — simbolizare.

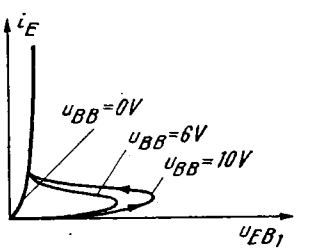



Fig. 1.133. Caracteristicile statice ale TUJ.

$u_{BB}$ determină valoarea tensiunii $u_E$ la care tranzistorul intră în stare de conducție, după care tensiunea $u_{BB}$ își pierde rolul de comandă asupra curentului $i_E$. Tranzistoarele unijoncțiune se utilizează la realizarea diferitelor circuite de impulsuri cît și în scheme de comandă a tiristoarelor.

### 1.8.2. TERMISTORUL ȘI VARISTORUL

*Termistorul* este un dispozitiv realizat cu semiconductor omogen, avînd rezistența variabilă cu temperatura. Avînd în vedere caracterul dependenței concentrației purtătorilor cu temperatura, precum și relația de proporționalitate între conductanță și concentrația purtătorilor, rezultă că rezistența termistorului scade exponențial cu temperatura. Termistoarele se utilizează în aparatura de măsurare și de automatizare, la sesizoarele de incendiu și în diverse circuite de electronică industrială. Simbolizarea termistorului este prezentată în fig. 1.134. Principalele caracteristici tehnice ale termistoarelor sînt:

— valoarea rezistenței la temperatura $T_0$ de referință, $R_{T0}$;

— sensibilitatea, definită prin relația

$$S_T = \frac{1}{R_T} \frac{\mathrm{d}R_T}{\mathrm{d}T} \cdot 100\,[\%/\mathrm{K}]; \qquad (1.148)$$

— domeniul de temperatură, în care performanțele termistorului sînt stabile.

În comparație cu alte detectoare de temperatură, cum sînt termorezistențele (rezistoare cu fir din cupru, platină etc.), termistoarele au o sensibilitate ridicată și o inerție termică foarte redusă. Ele se utilizează în domeniul de temperaturi de la — 200°C la circa 250°C.

*Varistoarele* sînt dispozitive cu semiconductor omogen, la care formarea perechilor electron-gol se realizează pe seama energiei unui cîmp electric în care este plasat semiconductorul. În consecință, conductanța electrică a varistorului crește cu mărirea tensiunii aplicate, rezultînd o caracteristică statică $i = f(u)$ neliniară și simetrică față de origine (fig. 1.135). Varistoarele se utilizează în circuitele electrice și electronice, ca elemente de protecție contra supratensiunilor.

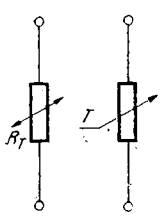



Fig. 1.134. Simbolizarea termistorului.

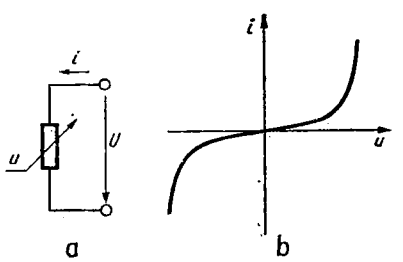



Fig. 1.135. Caracteristica statică a varistorului.

## 1.9. NOȚIUNI PRIVIND TEHNOLOGIA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE

### 1.9.1. PROCEDEE TEHNOLOGICE ÎN REALIZAREA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE

Principalele procedee tehnologice de realizare a dispozitivelor semiconductoare sînt: alierea, difuzia și epitaxia.

Obținerea unei *joncțiuni prin aliere* este ilustrată în fig. 1.136. Pe suprafața semiconductorului, fie acesta Ge de tip *n*, se așază material de impurificare trivalent, care trebuie să aibă temperatura de topire sub cea a semiconductorului (de ex., In). Încălzind ansamblul peste temperatura de topire a impurității, însă sub temperatura de topire a semiconductorului, se produce dizolvarea Ge în indiu. În procesul de răcire se formează cristale de semiconductor saturate cu In, urmînd continuitatea structurii cristaline a semiconductorului. Deoarece zona Ge recristalizat cu atomi de In reprezintă semiconductor de tip *p*, s-a obținut o joncțiune *pn*.

*Procedeul de difuzie* se realizează prin aducerea semiconductorului în apropierea temperaturii de topire și prin introducerea lui într-un mediu gazos, cu impurități de tip opus acelora care dau caracterul de conductibilitate a semiconductorului. Datorită difuzării atomilor de impurități, în semiconductor se produce schimbarea tipului de conductibilitate, rezultînd joncțiunea *pn*. În fig. 1.137 se ilustrează procedeul de difuzie din cadrul tehnologiei planare, pentru obținerea unei joncțiuni *pn*. Mai întîi se formează un strat de bioxid de siliciu, apoi se realizează o decupare în acest strat, printr-o succesiune de 5 operații ilustrate în fig. 1.137, *b*, *c*, *d*, *e* și *f*. Se acoperă stratul de oxid cu o peliculă de substanță organică, numită fotorezist, care are proprietatea de a polimeriza sub acțiunea unei radiații ultraviolete. Suprafața este expusă la o radiație ultravioletă, prin intermediul unei măști cu o zonă opacă, de forma și dimensiunile decupării din stratul de oxid. După expunere se înlă-

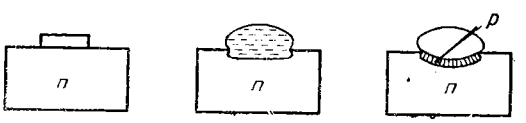



Fig. 1.136. Obținerea unei joncțiuni prin aliere.

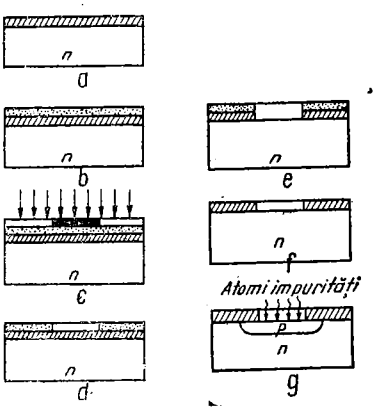



Fig. 1.137. Procedeul de difuzie:

*a* — formarea unui strat de oxid la suprafața semiconductorului; *b* — acoperirea stratului de oxid cu o peliculă de fotorezist; *c* — expunerea, prin intermediul măștii, la o radiație ultravioletă; *d* — eliminarea fotorezistului nepolimerizat; *e* — corodarea stratului de oxid; *f* — eliminarea peliculei de fotorezist; *g* — difuzia atomilor de impurități prin fereastra realizată în stratul de oxid.

tură fotorezistul nepolimerizat. Se supune apoi suprafața la acțiunea unor acizi, care corodează zona de oxid neprotejată de fotorezistul polimerizat. Stratul de oxid este eliminat prin corodare, după care se înlătură și pelicula de fotorezist de pe restul suprafeței. Prin fereastra formată se transmit, la temperatură ridicată, atomii de impurități, care schimbă caracterul de conductibilitate la suprafața semiconductorului. În acest fel se realizează joncțiunea *pn*.

Procedeul de difuzie este foarte răspîndit deoarece asigură o productivitate ridicată, se pot realiza difuzii multiple, precis localizate, pentru structuri de tranzistoare și circuite integrate, se poate asigura un control riguros al geometriei și parametrilor fizici ai zonelor formate.

*Procedeul de epitaxie* constă în formarea, pe un suport semiconductor, a unui strat din semiconductorul respectiv, păstrînd structura cristalină a suportului. Formarea stratului epitaxial (creșterea epitaxială) se obține prin procese de depunere din fază gazoasă, utilizînd reacții de descompunere a unor compuși gazoși ai semiconductorului, sau prin evaporare în vid.

Diodele redresoare se realizează prin aliere, în cazul diodelor cu Ge, și prin dublă difuzie, la diodele cu Si. Dispozitivul este format dintr-o zonă $p^+$, cu concentrație mare de impurități, o zonă intermediară, $p$ sau $n$, slab dotată cu impurități și o zonă $n^+$ (fig. 1.138). Joncțiunea propriu-zisă este fie $p^+n$, fie $pn^+$, în funcție de tipul zonei intermediare. Rolul acestei zone este de a asigura funcționarea diodei redresoare la tensiuni inverse ridicate. Diodele Zener se realizează cu Si puternic dopat, ceea ce conduce la o tensiune de străpungere mică, pentru funcționare în regim nedistructiv.

*Tranzistoarele aliate* au structura dată în fig. 1.139 și sînt utilizate ca tranzistoare de joasă frecvență, de medie și mare putere (în special cu Ge). Pentru creșterea frecvenței de lucru a tranzistoarelor aliate se realizează o concentrație neuniformă de impurități, care conduce la apariția unui cîmp electric intern în zona bazei. Acest cîmp este orientat în sensul măririi vitezei de deplasare a purtătorilor prin bază. În cazul tranzistorului „drift", plăcuța bazei conține o zonă, formată prin difuzie, a cărei concentrație de impurități este mare în apropierea emitorului și continuu scăzătoare înspre colector. Zonele de emitor și colector se realizează prin aliere.

*Tranzistoarele realizate prin procese de difuzie* sînt de tip „mesa" sau — cel mai adesea — planare. Tranzistoarele „mesa" (fig. 1.140) au joncțiunea colectorului de dimensiuni reduse și baza foarte subțire, obținută prin difuzie. Emitorul se realizează prin depunerea pe baza tranzistorului a unui electrod de Al, care prin aliere formează cu semiconductorul $n$ joncțiunea emitorului.

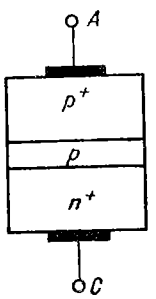



Fig. 1.138. Realizarea diodei redresoare.

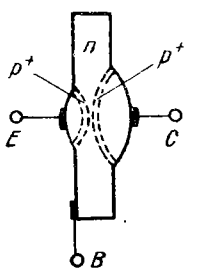



Fig. 1.139. Structura tranzistoarelor aliate.

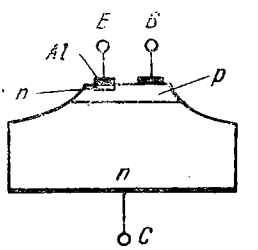



Fig. 1.140. Tranzistoare „mesa".

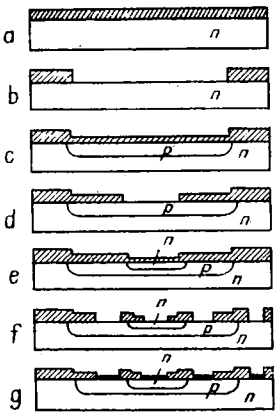
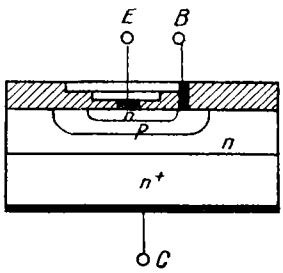



Fig. 1.141. Fazele tehnologice de realizare a unui tranzistor planar de tip *npn*;
*a* — formarea stratului de oxid la suprafața semiconductorului; *b* — decuparea unei ferestre pentru zona bazei; *c*—formarea, prin difuzie, a zonei bazei; *d* — decuparea unei ferestre pentru zona emitorului; *e* — formarea, prin difuzie, a zonei emitorului; *f* — decuparea ferestrelor pentru terminale; *g* — planarea terminalelor.

Fig. 1.142. Structura unui tranzistor planar-epitaxial.




*Tranzistoarele planare* sînt realizate prin difuzii succesive, cu impurități de tip opus. În fig. 1.141 sînt arătate principalele faze tehnologice la realizarea unui tranzistor planar de tip *npn*.

În regimul de comutație al tranzistoarelor este necesar ca tensiunea reziduală colector-emitor, în regim de saturație, să fie cît mai mică. Pentru aceasta, zona colectorului se realizează dintr-un semiconductor cu concentrație mare de purtători ($n^+$ sau $p^+$), pe care se depune, prin epitaxie, un strat semiconductor subțire, de mare rezistivitate, asigurînd o valoare ridicată a tensiunii admisibile colector-bază. Creșterea epitaxială a regiunii colectorului se aplică atît în tehnologia mesa, cît — mai ales — în tehnologia planară. În fig. 1.142 este dată structura unui tranzistor planar-epitaxial.

*Tranzistoarele cu efect de cîmp* se realizează prin procedee de difuzie și epitaxie. În fig. 1.143 este dată structura planar-epitaxială a unui TEC-J, iar în fig. 1.144 se prezintă structura unui TEC-MOS, cu canal indus. Tiristoarele se realizează, cel mai adesea, printr-un proces de difuzie pe ambele suprafețe ale unei plăcuțe de tip *n* (difuzie bilaterală), urmat de alierea unei zone *n* cu o zonă *p* difuzată. De asemenea, se utilizează o difuzie bilaterală, urmată de o difuzie unilaterală, pentru formarea celei de a doua zone *n*.

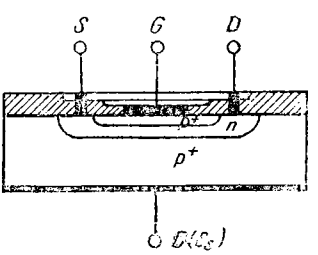



Fig. 1.143. Structura planar-epitaxială a unui TEC-J.

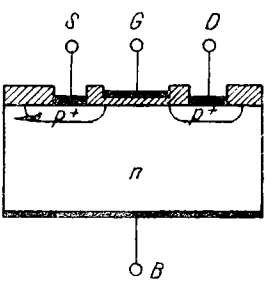



Fig. 1.144. Structura unui TEC-MOS cu canal indus.

Principala formă de realizare tehnologică a circuitelor electronice o reprezintă în prezent circuitele integrate. În această tehnologie, diverse elemente de circuit, cum sînt tranzistoarele, diodele, rezistențele etc., se realizează în mici zone din volumul unei pastile din siliciu, fără a putea fi detașate din aceasta. Elementele sînt interconectate printr-un microcablaj imprimat, depus prin metalizare peste stratul de bioxid de siliciu de la suprafața plăcuței semiconductoare, formîndu-se un circuit electronic cu o funcțiune dată.

Cele mai răspîndite circuite integrate sînt circuitele integrate monolitice. Elementele acestora se realizează prin tehnologia planară. Rezistențele integrate sînt zone aproape filiforme create în semiconductor, a căror geometrie și conductibilitate determină o anumită rezistență între terminalele montate la capete. Capacitățile integrate se realizează fie sub forma capacității de barieră a unei joncțiuni, fie prin capacități de tip MOS, unde metalul și semiconductorul au rol de armături iar oxidul este dielectricul condensatorului format. Inductivitățile integrate se realizează cu mari dificultăți și numai la valori extrem de mici (nanohenry).

Pentru a ilustra modul de realizare tehnologică a unui circuit integrat, se consideră o schemă foarte simplă, cum este cea prezentată în fig. 1.145 (amplificatorul de joasă frecvență integrat tip TAA 263). Fazele realizării circuitului integrat sînt prezentate, în mod schematic și cu importante simplificări, în fig. 1.146. Pe plăcuța semiconductoare de tip $p$, reprezentînd substratul pe care se va forma circuitul integrat, se realizează prin difuzie cinci „insule" de tip $n$, în care se vor amplasa elementele de circuit: trei tranzistoare și două rezistențe (fig. 1.146, *a*). Legătura între oricare puncte $A$ și $B$, situate în insule diferite, cuprinde două diode conectate în opoziție (fig. 1.146, *d*) astfel încît punctele respective sînt practic necuplate electric.

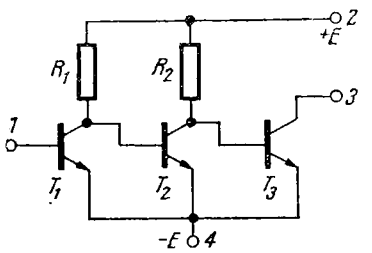



Fig. 1.145. Schema amplificatorului integrat TAA 263.

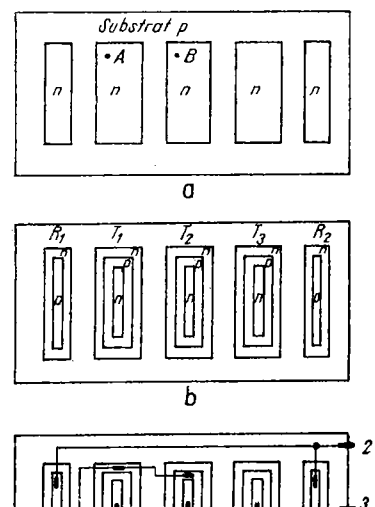



Fig. 1.146. Fazele realizării unui circuit integrat:
*a* — formarea „insulelor" în care se amplasează elementele de circuit; *b* — realizarea elementelor de circuit; *c* — plantarea terminalelor și realizarea microcablajului; *d* — circuitul echivalent între punctele $A$ și $B$, din două insule diferite.

În tehnologia planară, utilizînd diferite măşti în procesele fotolitografice de decupare a stratului de oxid, se obţin prin difuzii succesive cele cinci elemente de circuit (fig. 1.146, *b*). Se fac decupările pentru conectoare şi se realizează, prin metalizare, microcablajul imprimat pentru legarea elementelor de circuit în conformitate cu schema de principiu a circuitului (fig. 1.146, *c*).

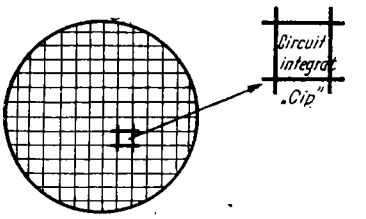


Fig. 1.147. Prelucrarea unei plachete de siliciu.

Circuitele integrate nu se produc individual (bucată cu bucată). O plachetă din siliciu cuprinde mai multe zone elementare, acestea fiind prelucrate simultan, pentru obţinerea unui circuit integrat în fiecare zonă (fig. 1.147). Deci, o operaţie tehnologică oarecare, de exemplu difuzia zonelor de emitor ale tranzistoarelor, se face simultan la toate circuitele integrate din plachetă. După terminarea operaţiilor tehnologice descrise, circuitele integrate formate se testează în mod automat, apoi se taie placheta pentru decuparea zonelor elementare. O zonă decupată prin tăiere, reprezentînd un circuit integrat, se numeşte chip (cip). După încapsularea fiecărui cip se realizează testul final al circuitelor integrate realizate.

Prin tehnologia circuitelor integrate se pot realiza, sub formă de componente, scheme complexe cum sînt: amplificatoare operaţionale, regulatoare de tensiune, circuite logice şi de calcul etc. Circuitele integrate pot avea la bază tehnologia tranzistoarelor bipolare sau tehnologia MOS.

Principalele avantaje ale circuitelor integrate sînt:

— creşterea indicatorilor de fiabilitate ai circuitelor electronice;

— mărirea complexităţii echipamentelor electronice;

— reducerea volumului şi a consumului de energie;

— reducerea substanţială a costului de producţie.

În prezent se realizează curent circuite larg integrate*, unde se obţin densităţi foarte ridicate de elemente, numărul acestora într-un circuit fiind de ordinul zecilor de mii sau chiar sute de mii.

* Aceste circuite se numesc LSI (Large Scale Integration), VLSI (Very LSI), SLSI (Super LSI) etc.

# 2. MUTATOARE

## 2.1 NOȚIUNI GENERALE

Mutatoarele sînt circuite electronice care transformă parametrii energiei electrice, utilizînd dispozitive cu conducție unidirecțională (diode, tiristoare etc.). Mutatorul este legat între două rețele cu parametri diferiți, între care există un transfer de putere, fără transformarea energiei electrice în energie de altă natură.

Principalul criteriu de clasificare a mutatoarelor îl reprezintă funcțiile realizate de acestea, după cum urmează.

*Redresorul* convertește curentul alternativ (c.a.) în curent continuu (c.c.) (fig. 2.1, *a*).

*Invertorul* transformă curentul continuu în c.a. (fig. 2.1, *b*). Frecvența $f_2$ a curentului alternativ poate fi variabilă *(invertor autonom)* sau fixată la o anumită valoare, de regulă 50 Hz *(invertor neautonom)*.

În schemele din fig. 2.1, *a* și *b*, transferul energetic se face într-un singur sens. Este însă posibil ca aceeași schemă de mutator să funcționeze — în funcție de condițiile de lucru (comanda primită, polaritatea tensiunii continue etc.) — fie în regim de redresor, fie în regim de invertor (neautonom). Transferul energetic se poate face, în acest caz, în ambele sensuri. Mutatoarele din această categorie stau la baza sistemelor de acționări recuperative cu mașini de c.c. La comanda mutatorului în regim de redresor, mașina funcționează ca motor și transferul energetic se face de la rețeaua de c.a. la rețeaua de c.c. În regim de frînare, cînd mașina lucrează ca generator de c.c., comanda mutatorului poate asigura funcționarea acestuia în regim de invertor (neautonom), obținîndu-se transferul energetic (recuperarea) de la rețeaua de c.c. la rețeaua de c.a. (fig. 2.1, *c*).

*Convertorul de c.a.* convertește frecvența sau amplitudinea curentului alternativ. În primul caz, mutatorul se mai numește *convertor static de frecvență* și poate fi realizat în două variante: *cu circuit intermediar de c.c.* (fig. 2.2, *a*) și sub formă de *convertor direct* sau *cicloconvertor* (fig. 2.2, *b*). Convertorul care modifică amplitudinea c.a. (fig. 2.2, *c*) se mai numește *variator de c.a.*

*Convertorul de c.c.* furnizează la ieșire o tensiune continuă diferită de cea de la intrare. El poate fi: *cu circuit intermediar de c.a.* (fig. 2.3, *a*) sau *direct*, numit și *variator de c.c.* (fig. 2.3, *b*).

Mutatoarele care funcționează cu intrarea și/sau ieșirea în c.a. utilizează, pe fiecare fază a rețelei de c.a., elemente de conducție unidirecțională, numite și „ventile" semiconductoare (diode și tiristoare). În majoritatea mutatoarelor, funcționarea acestor elemente este ciclică. Trecerea conducției de la un ventil

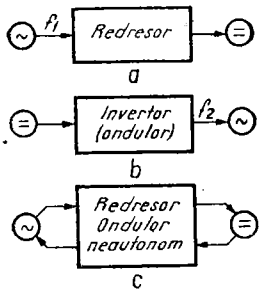



Fig. 2.1. Mutatoare:
*a* — redresor; *b* — invertor; *c* — mutator reversibil (redresor-invertor).

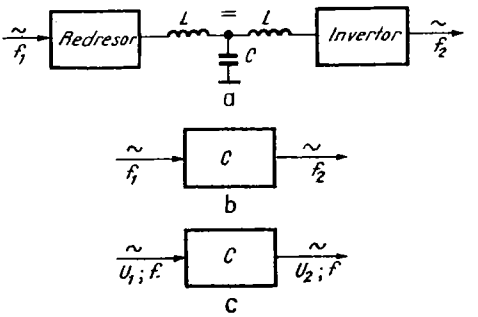



Fig. 2.2. Convertoare statice de c.a.:
*a* — cu circuit intermediar de c.c.; *b* — cicloconvertor; *c* — variator de c.a.

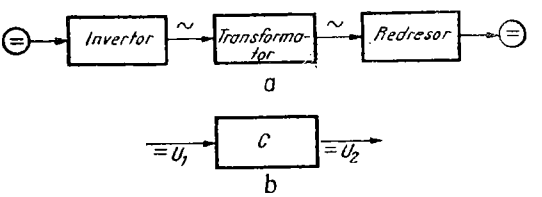



Fig. 2.3. Convertor de c.c.:
*a* — cu circuit intermediar de c.a.; *b* — direct (variator de c.c.).

la altul se numește *comutație*. După modul de realizare a comutației, mutatoarele se împart în următoarele categorii:

— *fără comutație*, cînd în funcționarea mutatorului nu intervin procese de comutație;

— *cu comutație naturală*, cînd valoarea instantanee a tensiunii pe latura ventilului care preia conducția este întotdeauna mai mare decît valoarea instantanee a tensiunii pe latura ventilului care cedează conducția;

— *cu comutație forțată*, cînd condiția de comutație naturală nu este respectată. Prelungirea conducției unui ventil, dincolo de momentul comutației naturale, presupune — de regulă — un consum de energie reactivă din exterior. După sursa acestei energii, mutatoarele cu comutație forțată pot fi:

— cu comutație externă, cînd energia reactivă este preluată din exterior; dacă ea provine de la rețea, mutatorul se numește *cu comutație (forțată) de la rețea*; dacă ea este dată de circuitul sarcinii (de ieșire), mutatorul se mai numește *cu comutație (forțată) de la sarcină*;

— cu comutație proprie, cînd energia reactivă necesară este furnizată de însuși mutatorul respectiv.

Mutatoarele cu comutație naturală sînt redresoare cu diode. Comutația forțată externă se întîlnește în redresoare comandate, invertoare neautonome, convertoare directe de frecvență. Comutația proprie este specifică unei categorii de mutatoare, în care ventilele (tiristoarele) au dispozitive de „blocare" forțată: invertoare autonome, variatoare de c.c. etc.

Sub aspectul funcției realizate, toate redresoarele se încadrează în categoria mutatoarelor. În același timp, mutatoarele reprezintă circuite electronice de putere, definind domeniul cunoscut sub denumirea de „electronică de putere". Aceste circumstanțe au determinat includerea în capitolul de mutatoare a redresoarelor de mică putere, realizate sub forma redresoarelor monofazate, precum și tratarea lor specifică, într-un paragraf distinct.

## 2.2 REDRESOARE MONOFAZATE

### 2.2.1. SCHEMA BLOC A UNUI REDRESOR DE MICĂ PUTERE

Redresoarele monofazate se utilizează, de regulă, la puteri mici. Scopul urmărit este de a obține o tensiune continuă, $U_0$, de valoare impusă, la bornele sarcinii $R_s$, cu valoarea de asemenea impusă, în condițiile cunoașterii tensiunii de alimentare $u_1$.

În fig. 2.4 este dată schema-bloc a unui redresor monofazat de mică putere. Transformatorul *Tr* aduce tensiunea alternativă din secundar la valoarea necesară obținerii tensiunii $U_0$. Redresorul $R$ este elementul esențial al schemei; la ieșirea lui se obține tensiunea redresată $u_r$, care are o componentă continuă, utilă, și o componentă alternativă. Filtrul $F$ are rolul de a diminua componenta alternativă din tensiunea redresată. Tensiunea continuă, $U_0$, de la ieșirea filtrului se poate modifica, fie din cauza variației tensiunii de alimentare $u_1$, fie din cauza modificării rezistenței de sarcină $R_s$. Stabilizatorul de tensiune continuă, *STC*, conectat între filtru și sarcină, are rolul de a menține constantă tensiunea $U_0$ (stabilizatoarele vor fi prezentate în capitolul 7).

### 2.2.2. REDRESOARE MONOFAZATE MONOALTERNANȚĂ CU SARCINĂ REZISTIVĂ

Schema redresorului monofazat monoalternanță este dată în fig. 2.5, *a*. În timpul semialternanței pozitive a tensiunii $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$, dioda este polarizată în sens direct și conduce. În timpul semialternanței negative, datorită polarizării inverse, dioda este blocată. Diagramele tensiunilor $u_2$, $u_r$ și a curentului prin sarcină sînt date în fig. 2.5, *b*.

Tensiunea pulsatorie $u_r$ are o componentă continuă, $U_0$, egală cu valoarea medie a tensiunii $u_r$, și o componentă alternativă, $u_\sim$, astfel încît

$$u_r = U_0 + u_\sim \tag{2.1}$$

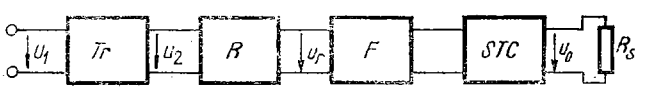



Fig. 2.4. Schema-bloc a unui redresor monofazat de mică putere.

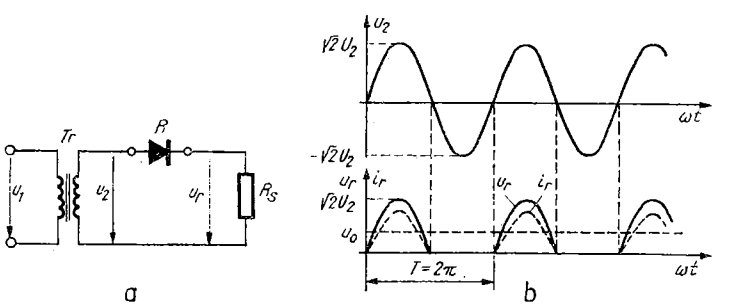



Fig. 2.5. Redresor monofazat monoalternanță:
*a* — schema; *b* — diagrama tensiunilor $u_2$; $u_r$ și a curentului de sarcină.

$$u_r(\omega t) = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} U_n \sin (n\omega t + \varphi_n), \tag{2.2}$$

unde $U_n$ este valoarea eficace a armonicii de ordinul $n$, iar $\varphi_n$—faza inițială a armonicii de ordinul $n$. Relația (2.2) se poate scrie sub forma unei serii Fourier și devine:

$$u_r(\omega t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t. \tag{2.3}$$

Coeficienții seriei Fourier se definesc prin:

$$b_0 = U_0 = \frac{1}{T}\int_0^T u_r(\omega t)\, d\omega t = \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\pi} u_r(\omega t)\, d\omega t + \int_{\pi}^{2\pi} u_r(\omega t)\, d\omega t\right] =$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t\, d\omega t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \simeq 0{,}45 U_2 \tag{2.4}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} u_r(\omega t) \sin n\omega t\, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi}\int_0^{\pi} \sin \omega t \sin n\omega t\, d\omega t = 0 \tag{2.5}$$

pentru $n = 2, 3, 5, \ldots$; $a_1 = \dfrac{U_2}{\sqrt{2}}$

$$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} u_r(\omega t) \cos n\omega t\, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi}\int_0^{\pi} \sin \omega t \cos n\omega t\, d\omega t =$$

$$= \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \cdot \frac{-2}{n^2 - 1} \tag{2.6}$$

pentru $n = 2, 4, 6, \ldots$; $b_1 = 0$.

Înlocuind în relația (2.3) se obține:

$$u_r(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi}\left(1 + \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \frac{2}{1 \cdot 3} \cos 2\omega t - \frac{2}{3 \cdot 5} \cos 4\omega t - \ldots\right) \tag{2.7}$$

Raportul dintre tensiunea continuă pe sarcină și valoarea eficace a tensiunii din secundar se numește *coeficient de redresare*. În cazul analizat, coeficientul de redresare $K_r$ este

$$K_r = \frac{U_0}{U_2} = 0{,}45 \tag{2.8}$$

Ponderea componentei alternative în tensiunea redresată se poate evalua prin *factorul de formă*, $F$, și *factorul de ondulație*, $\gamma$. Factorul de formă este raportul dintre valoarea eficace a tensiunii redresate, $U_r$, și componenta continuă $U_0$:

$$F = \frac{U_r}{U_0} \tag{2.9}$$

Cu cît $F$ este mai apropiat de unitate, cu atît ponderea componentei alternative în tensiunea redresată este mai mică. La redresorul monoalternanță

$$U_r = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u_r^2(\omega t)\,\mathrm{d}\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} 2U_2^2 \sin^2 \omega t\,\mathrm{d}\omega t} = \frac{\sqrt{2}}{2}U_2 \tag{2.10}$$

$$F = \frac{\sqrt{2}}{2}U_2\frac{\pi}{\sqrt{2}U_2} = \frac{\pi}{2} = 1{,}57 \tag{2.11}$$

Factorul de ondulație se definește ca raportul dintre valoarea eficace a componentei alternative, $U_{\sim}$, și componenta continuă. Cunoscînd valorile eficace $U_n$ ale armonicilor de ordin $n = 1, 2, \ldots$, valoarea eficace $U_{\sim}$ este

$$U_{\sim} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \ldots} \tag{2.12}$$

sau

$$U_{\sim} = \sqrt{U_r^2 - U_0^2} \tag{2.13}$$

și rezultă

$$\gamma = \frac{U_{\sim}}{U_0} = \frac{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \ldots}}{U_0} = \frac{\sqrt{U_r^2 - U_0^2}}{U_0} = \sqrt{\left(\frac{U_r}{U_0}\right)^2 - 1} = \sqrt{F^2 - 1} \tag{2.14}$$

În cazul redresorului monoalternanță se obține $\gamma = 1{,}211$.

Puterea în curent continuu

$$P_0 = U_0 I_0 = \frac{U_0^2}{R_s} \tag{2.15}$$

determină o anumită putere aparentă, necesară pentru transformator. Pentru calculul puterii aparente în secundar și în primar este necesar să se stabilească valorile eficace, $I_2$ și $I_1$, ale curenților din secundar, respectiv primar. Ținînd cont că $i_2 \equiv i_a = \frac{u_r}{R_s}$ și $i_1 = \frac{i_a - I_0}{n}$, unde $n$ este raportul de transformare al transformatorului $\left(n = \frac{U_1}{U_2}\right)$, rezultă

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_a^2(\omega t)\,\mathrm{d}\omega t} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_2}{R_s} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{U_0}{R_s} = \frac{\pi}{2} I_0 \tag{2.16}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_1^2(\omega t)\,\mathrm{d}\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\left[\frac{i_a(\omega t) - I_0}{n}\right]^2 \mathrm{d}\omega t} = \frac{1{,}21}{n} I_0 \tag{2.17}$$

Puterile aparente din secundar și primar sînt

$$S_2 = U_2 I_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{2} U_0 I_0 = \frac{\pi^2}{2\sqrt{2}} P_0 = 3{,}49 P_0 \tag{2.18}$$

$$S_1 = U_1 I_1 = n U_2 I_1 = \frac{n\pi}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1{,}21}{n} U_0 I_0 = 2{,}69 P_0 \tag{2.19}$$

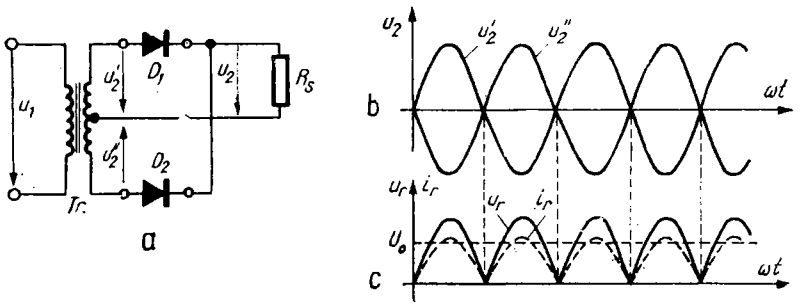



Fig. 2.6. Redresor dublă alternanță cu transformator cu priză mediană:
*a* — schema; *b* — diagrama tensiunilor din secundar; *c* — diagrama tensiunii și a curentului redresat:

*Puterea de calcul* a transformatorului, $S_T$, se definește ca media aritmetică a puterilor $S_1$ și $S_2$

$$S_T = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) = 3{,}09 P_0 \tag{2.20}$$

Relația (2.20) permite determinarea puterii aparente a transformatorului, pentru obținerea unei puteri $P_0$ date în sarcină.

### 2.2.3. REDRESOARE DUBLĂ ALTERNANȚĂ CU SARCINĂ REZISTIVĂ

Redresoarele dublă alternanță se realizează după două scheme: *cu transformator avînd priză mediană în secundar* și *în punte*.

Schema redresorului cu transformator cu priză mediană este dată în fig. 2.6,*a*. Cele două secțiuni ale înfășurării secundarului transformatorului sînt identice și deci $u_2' = -u_2''$. Diodele $D_1$ și $D_2$ conduc alternativ, astfel încît tensiunea redresată și curentul prin sarcină au forma din fig. 2.6, *c*.

Redresorul în punte are schema din figura 2.7. În timpul semialternanței pozitive a tensiunii $u_2$ conduc diodele $D_1$ și $D_3$, $D_2$ și $D_4$ fiind blocate. În semialternanța negativă conduc $D_2$ și $D_4$, diodele $D_1$ și $D_3$ sînt blocate.

Ca și în cazul redresorului monoalternanță, tensiunea și curentul prin sarcină au două componente: o componentă continuă ($U_0$, respectiv $I_0$) și o componentă alternativă. Expresia analitică a tensiunii redresate, într-o perioadă a tensiunii $u_2$, este

$$u_r = \begin{cases} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t & \text{pentru } t \in \left[0, \dfrac{T}{2}\right] \\ -\sqrt{2}U_2 \sin \omega t & \text{pentru } t \in \left[\dfrac{T}{2}, T\right] \end{cases} \tag{2.21}$$

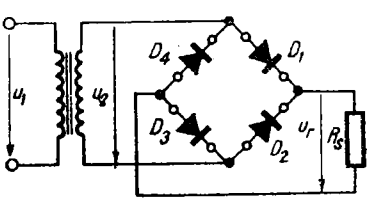



Fig. 2.7. Redresor dublă alternanță în punte.

Relațiile (2.4)—(2.7) devin în acest caz:

$$b_0 = U_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} U_r(\omega t)\, d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0{,}9U_2 \tag{2.22}$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}\left[\int_0^{\pi} \sin n\omega t \sin \omega t\, d\omega t - \int_{\pi}^{2\pi} \sin n\omega t \sin \omega t\, d\omega t\right] = 0 \tag{2.23}$$

pentru $n = 1, 2, \ldots$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}\left[\int_0^{\pi} \sin \omega t \cos n\omega t\, d\omega t - \int_{\pi}^{2\pi} \sin \omega t \cos n\omega t\, d\omega t\right] = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}\frac{-4}{n^2-1} \tag{2.24}$$

pentru $n = 2, 4, 6$; $b_1 = 0$

$$u_r = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}\left[2 - \frac{4}{3}\cos 2\omega t - \frac{4}{15}\cos 4\omega t \ldots\right] \tag{2.25}$$

Coeficientul de redresare rezultă dublu față de schema monoalternanță ($K_r = 0{,}9$), iar factorul de formă și coeficientul de ondulație se ameliorează: $F = 1{,}11$; $\gamma = 0{,}482$. De asemenea, pentru o putere $P_0$ dată, puterile aparente ale secundarului și primarului se micșorează. Astfel, pentru schema cu priză mediană, puterea de calcul a transformatorului este $S_T = 1{,}48P_0$, iar la schema în puncte, $S_T = 1{,}23P_0$.

Comparînd cele două scheme de redresare dublă alternanță se pot reține următoarele:

— pentru aceeași putere $P_0$ în sarcină, puterea aparentă necesară a transformatorului este mai mare la schema cu punct median;

— la schema în punte, datorită conducției în permanență a două diode, rezultă o cădere de tensiune pe diode dublă față de schema cu punct median;

— tensiunea redresată obținută cu ajutorul schemei în punte, pentru aceeași tensiune secundară a transformatorului, este de două ori mai mare;

— tensiunea inversă maximă pe diode, pentru aceeași tensiune redresată este de două ori mai mare la schema cu punct median.

Cîteva date comparative privind schemele de redresare monofazate sînt prezentate în tabelul 2.1.

### 2.2.4. FILTRAREA TENSIUNII REDRESATE

Obținerea la bornele rezistenței de sarcină a unei tensiuni cu factor de ondulație mic necesită diminuarea componentei alternative din tensiunea redresată, cu ajutorul filtrelor. Funcționarea filtrelor se bazează pe proprietatea bobinelor de a avea o rezistență neglijabilă pentru componenta continuă a curentului și o reactanță mare pentru componenta alternativă din curentul redresat și pe proprietatea capacităților mari, conectate în paralel cu sarcina, de a șunta armonicele de ordin superior.

Filtrele utilizate frecvent la redresoarele de mică putere au schemele din fig. 2.8. Parametrul principal care le caracterizează este factorul de ondulație al tensiunii de la ieșire.

*Tabelul 2.1*

**Valorile parametrilor electrici ai redresoarelor monofazate cu sarcină activă**

| Parametrul | | | Schema de redresare | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | | | Mono-alternanță | Dublă alternanță cu priză mediană | Dublă alternanță în punte |
| **Transformatorul de rețea** | | | | | |
| Înfășurarea secundară | Valoarea efectivă a tensiunii secundare | $U_2/U_0$ | 2,22 | 1,11 | 1,11 |
| | Valoarea efectivă a curentului secundar | $I_2/I_0$ | 1,57 | 0,78 | 1,11 |
| | Puterea aparentă de calcul a înfășurării secundare | $P_2/P_0$ | 3,49 | 1,74 | 1,23 |
| Înfășurarea primară | Valoarea efectivă a curentului primar | $I_1/I_0$ | 1,21n | 1,11n | 1,11n |
| | Puterea aparentă de calcul a înfășurării primare | $P_1/P_0$ | 2,69 | 1,23 | 1,23 |
| Puterea de calcul a transformatorului | | $P_T/P_0$ | 3,09 | 1,48 | 1,23 |
| **Elementul redresor și tensiuni redresate** | | | | | |
| Valoarea medie a curentului prin elementul redresor | | $I_{a0}/I_0$ | 1,00 | 0,50 | 0,50 |
| Valoarea maximă a curentului prin elementul redresor | | $I_{a\,max}/I_0$ | 3,14 | 1,57 | 1,57 |
| Valoarea maximă a tensiunii inverse pe elementul redresor | | $U_{t\,max}/U_0$ | 3,14 | 3,14 | 1,57 |
| Factorul de formă al tensiunii redresate | | $F$ | 1,57 | 1,11 | 1,11 |
| Factorul de ondulație al tensiunii redresate | | $\gamma$ | 1,21 | 0,48 | 0,48 |
| Frecvența componentei fundamentale a tensiunii redresate (Hz) | | $f_F$ | 50 | 100 | 100 |
| Amplitudinea relativă a componentelor armonice ale tensiunii redresate | Armonica întîi | $U_{01}/U_0$ | 1,57 | 0,66 | 0,66 |
| | Armonica a doua | $U_{02}/U_0$ | 0,66 | 0,13 | 0,13 |
| | Armonica a treia | $U_{03}/U_0$ | 0,23 | 0,06 | 0,06 |
| Randamentul redresării (în caz ideal) | | % | 40,6 | 81,2 | 81,2 |

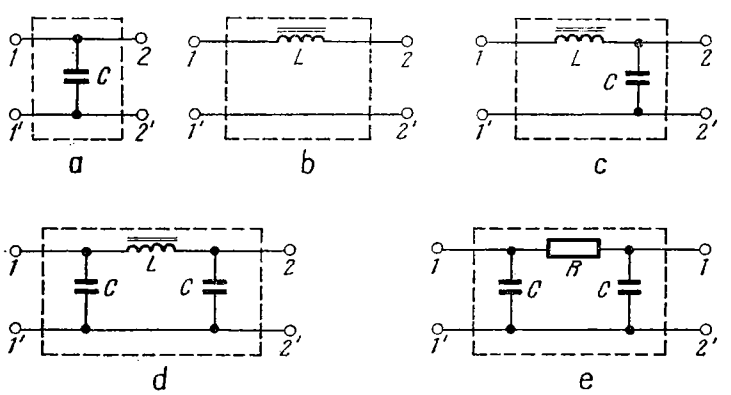



Fig. 2.8. Filtre:
*a* — capacitiv; *b* — inductiv; *c* — tip *L*-C; *d* — tip π-*CLC*; *e* — tip π-*CRC*.

### 2.2.4.1 Funcționarea redresorului cu filtru capacitiv

Schema unui redresor monofazat monoalternanță, cu filtru capacitiv, este dată în fig. 2.9. Funcționarea ei se poate urmări în diagrama de la fig. 2.9, *b*.

Aplicînd teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul din secundarul transformatorului rezultă

$$u_2 = u_a + u_c \tag{2.26}$$

în care tensiunea la bornele condensatorului, $u_c$, este, în același timp, tensiunea la bornele rezistenței de sarcină, $u_s$, și tensiunea după elementul redresor, $u_r$. Tensiunea pe diodă este $u_a = u_2 - u_c$.

Presupunem că în momentul aplicării tensiunii de alimentare, condensatorul $C$ este descărcat. În intervalul $0 \ldots \omega t_1$ se obține $u_2 > u_c$ și deci $u_a > 0$. Dioda conduce și condensatorul se încarcă prin secundarul transformatorului și diodă. Rezistența de încărcare, $R_i$, este foarte mică, incluzînd rezistența echivalentă serie a transformatorului, $r_{Tr}$, și rezistența în sens direct a diodei, $r_d$: $R_i = r_{Tr} + r_d$. Constanta de timp de încărcare a condensatorului, $T_i = R_iC$, rezultă foarte mică, deci condensatorul se încarcă rapid. În momentul $\omega t_1$ se obține egalitatea $u_c = u_2$, deci $u_a = 0$. În continuare $u_2$ scade și $u_a < 0$. Dioda se blochează și condensatorul se descarcă prin rezistența de sarcină $R_s$. Constanta de timp de descărcare a condensatorului este $T_d = R_sC$ și, fiind relativ mare, tensiunea $u_c$ scade lent, pînă în momentul $\omega t_2$. În continuare dioda conduce în intervalul $\omega t_2 - \omega t_3$. Tensiunea condensatorului are mici oscilații în jurul valorii $U_0$, care reprezintă componenta continuă a tensiunii la bornele sarcinii.

Valoarea tensiunii continue $U_0$, precum și amplitudinea componentei alternative, depind mult de valoarea rezistenței de sarcină. Cu micșorarea lui $R_s$ scade $U_0$, iar componenta alternativă crește.

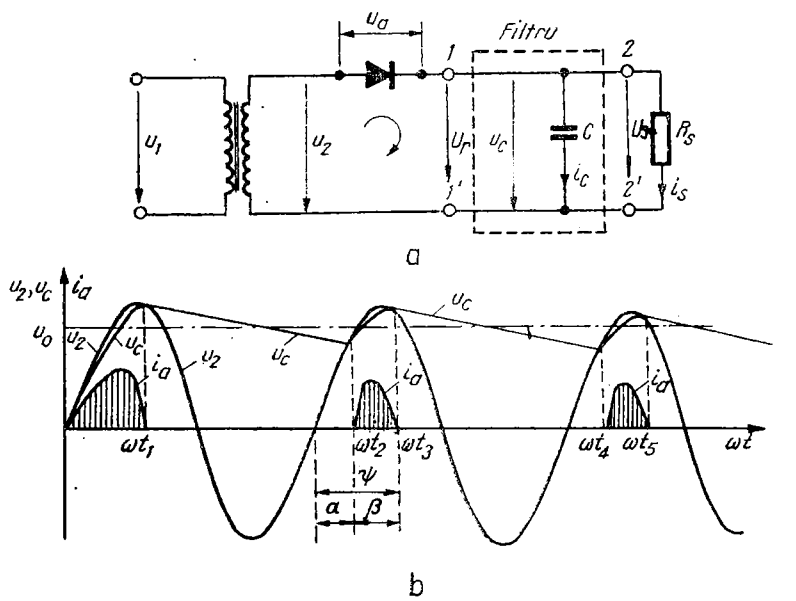



Fig. 2.9. Redresor monoalternanță cu filtru capacitiv:
*a* — schema; *d* — diagrama tensiunilor și curenților.

În fig. 2.9, *b* s-au notat cu $\alpha$ unghiul de la care începe încărcarea condensatorului, adică unghiul cînd începe intervalul de conducție. Cu $\beta$ s-a notat intervalul cît durează încărcarea, numit și *unghi de conducție*. Unghiul la care încetează descărcarea condensatorului s-a notat cu $\Psi = \alpha + \beta$ și se numește *unghi de blocare*. La funcționarea fără filtru capacitiv, dioda conduce pe întreaga semiperioadă a tensiunii aplicate, adică $\beta = \pi$. Filtrul capacitiv micșorează perioada de conducție a diodei în intervalul $0 < \beta < \pi$.

Parametrii redresorului depind de unghiurile de conducție și de blocare, care — la rîndul lor — sînt determinate de mărimile $C$ și $R_s$. În intervalul de conducție $\beta = \omega t_3 - \omega t_2$, curentul prin diodă este

$$i_a = i_c + i_s \tag{2.27}$$

unde

$$i_c = C\frac{du_c}{dt} = C\frac{d}{dt}[\sqrt{2}U_2 \sin \omega t] = \omega C\sqrt{2}U_2 \cos \omega t \tag{2.28}$$

$$i_s = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_s}\sin \omega t \tag{2.29}$$

Înlocuind (2.28) și (2.29) în (2.27), după cîteva calcule elementare rezultă

$$i_a = \sqrt{2}U_2\left[\frac{\sin \omega t}{R_s} + \omega C \cos \omega t\right] = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_s}\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_s^2}\sin(\omega t + \varphi) \tag{2.30}$$

unde

$$\varphi = \operatorname{arctg} \omega C R_s \tag{2.31}$$

*Valoarea maximă* (de vîrf) *a curentului anodic* reprezintă un parametru important în calculul redresorului. Ea rezultă din ecuația (2.30):

$$i_{a\,max} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R_s}\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R_s^2} \tag{2.32}$$

Pentru determinarea unghiului de blocare $\Psi = \alpha + \beta$ se impune ca pentru $\omega t_3 = \Psi$ să rezulte $i_a = 0$. Din relația (2.30) se obține

$$\operatorname{tg} \omega t_3 = -R_s C\omega \tag{2.33}$$

În intervalul de descărcare a condensatorului sînt valabile relațiile

$$i_c = -i_s; \quad i_c = C\frac{du_c}{dt}; \quad i_s = \frac{u_c}{R_s} \tag{2.34}$$

de unde rezultă

$$\frac{du_c}{dt} + \frac{1}{R_s C}u_c = 0 \tag{2.35}$$

Soluția ecuației (2.35) este

$$u_c = A \exp\left(-\frac{\omega t}{\omega R_s C}\right)$$

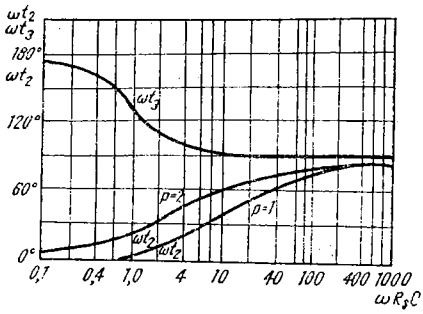



Fig. 2.10. Diagramele $\omega t_2 = f_1(\omega R_s C)$ și $\omega t_3 = f_2(\omega R_s C)$; pentru redresorul monoalternanță ($p = 1$) și redresorul dublă alternanță ($p = 2$).

unde constanta de integrare $A$ se deduce din următoarea condiție inițială: la $\omega t = \omega t_3$, $u_c(\omega t_3) = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t_3$. Rezultă

$$u_c = \sqrt{2}U_2 \exp\left[-\frac{\omega t - \omega t_3}{\omega R_s C}\right] \sin \omega t_3 \tag{2.36}$$

Regimul de descărcare a condensatorului durează pînă la unghiul $\omega t = 2\pi + \alpha$, cînd tensiunea $u_2$ devine egală cu $u_c$. Din egalitatea

$$\sqrt{2}U_2 \sin(2\pi + \alpha) = \sqrt{2}U_2 \exp\left[-\frac{2\pi + \alpha - \omega t_3}{\omega R_s C}\right] \sin \omega t_3 \tag{2.37}$$

se deduce

$$\alpha = \arcsin\left[\frac{\omega R_s C}{\sqrt{1 + \omega^2 R_s^2 C^2}} \exp\left(-\frac{2\pi - \omega t_3}{\omega R_s C}\right)\right] \tag{2.38}$$

Valoarea medie a tensiunii redresate, $U_0$, este

$$U_0 = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\omega t_3} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \, d\omega t + \frac{1}{2\pi}\int_{\omega t_3}^{2\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \exp\left[-\frac{\omega t - \omega t_3}{\omega R_s C}\right] \sin \omega t_3 \, d(\omega t) =$$

$$= \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi}\sqrt{1 + \omega^2 R_s^2 C^2}\,[1 - \cos(\omega t_3 - \omega t_2)] \tag{2.39}$$

Calculul analitic al tensiunii $U_0$, pentru valori $R_s$ și $C$ date, se face determinînd mai întîi unghiul $\omega t_3$, cu ajutorul relației (2.33), apoi calculînd succesiv pe $\alpha$ — cu relația (2.38), și $U_0$ — cu relația (2.39), unde $\omega t_3 - \omega t_2 = \omega t_3 - \alpha$. Pentru ușurarea calculului, dependențele $\omega t_2 = f_1(\omega R_s C)$ și $\omega t_3 = f_2(\omega R_s C)$ sînt date sub formă grafică (fig. 2.10).

La redresorul dublă alternanță (fig. 2.11), calculul unghiurilor $\alpha$ și $\gamma$ se face similar. Se obține expresia tensiunii continue

$$U_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi}\left[2\sin\frac{\beta + 2\alpha}{2}\sin\frac{\beta}{2} + \sin(\alpha + \beta)\,\omega R_s C\left(1 - e^{-\frac{\pi-\beta}{\omega R_s C}}\right)\right] \tag{2.40}$$

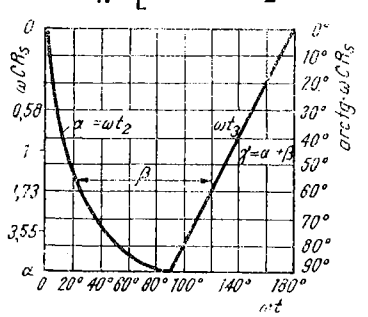



Fig. 2.11. Diagrama unghiului de conducție la redresorul dublă alternanță cu filtru capacitiv.

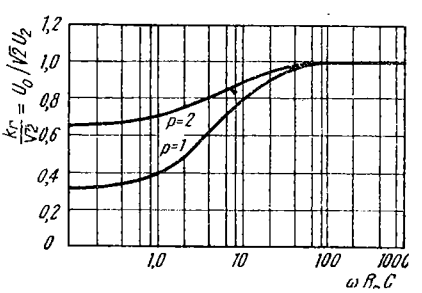



Fig. 2.12. Diagrama coeficientului de redresare la redresorul monoalternanță ($p = 1$) și la redresorul dublă alternanță ($p = 2$).

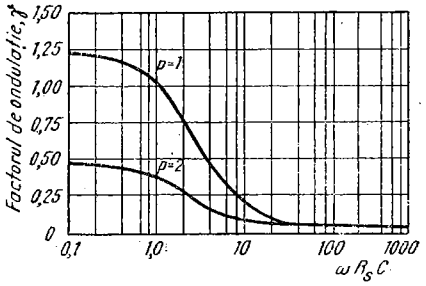



Fig. 2.13. Diagrama factorului de ondulație la redresorul monoalternanță ($p = 1$) și la redresorul dublă alternanță ($p = 2$).

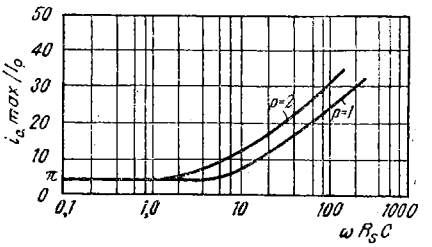



Fig. 2.14. Diagrama $i_{a\,max}/I_0 = f(\omega R_s C)$ la redresorul monoalternanță ($p = 1$) și la redresorul dublă alternanță ($p = 2$).

Din relațiile (2.39) și (2.40) se constată că coeficienții de redresare $K_r = U_0/U_2$ depind, în ultimă instanță, de factorul cunoscut $\omega R_s C$. Pentru proiectarea redresoarelor cu filtru capacitiv se utilizează dependențele grafice ale coeficienților de redresare, $K_r$, de parametrul $\omega R_s C$ (fig. 2.12). De asemenea, sînt date dependențele cu parametrul $\omega R_s C$ ale factorilor de ondulație, $\gamma$, și ale raportelor dintre curentul anodic maxim și curentul mediu $I_0$ (fig. 2.13 și 2.14).

### 2.2.4.2 Proiectarea redresoarelor cu filtru capacitiv

Fiind date mărimile $R_s$, $U_0$, $U_1$ și impunînd un factor de ondulație $\gamma$, stabilirea elementelor redresorului se face parcurgînd următoarele etape:

— din diagrama $\gamma = F_2(\omega R_s C)$, dată în fig. 2.13, se determină capacitatea $C^*$, corespunzătoare factorului de ondulație impus; se alege un condensator (de obicei electrolitic), avînd capacitatea la o valoare tipizată $C_0 \geqslant C^*$;

— din diagrama $K_r = F_1(\omega R_s C_0)$ se determină coeficientul de redresare $K_r$, corespunzător produsului $\omega R_s C_0$; din relația $K_r = U_0/U_2$ se deduce $U_2 = U_0/K_r$ și, întrucît tensiunea $U_1$ este cunoscută, se obține raportul de transformare al transformatorului: $n = U_1/U_2$;

— cunoscînd tensiunea $U_0$ și curentul $I_0 = U_0/R_s$ se determină puterea $P_0 = U_0 I_0$ și apoi puterea aparentă de calcul a transformatorului $S_T$, în funcție de schema utilizată (v. tabelul 2.1); puterea aparentă $S_T$ și raportul de transformare $n$ sînt principalele date inițiale la proiectarea transformatorului;

— în funcție de schema utilizată se determină tensiunea inversă maximă pe diodă (v. tabelul 2.1); se alege o diodă care să admită curentul mediu redresat $I_{a0}$ și să aibă tensiunea inversă maximă în regim repetitiv, $U_{RRM}$, mai mare decît tensiunea inversă din schemă;

— în funcție de parametrul $\omega R_s C_0$ se determină, cu relația (2.32) sau cu relația dată în graficul din fig. 2.14, curentul maxim al diodei $i_{amax}$; se verifică dacă valoarea rezultată este mai mică decît curentul direct maxim de vîrf, în regim repetitiv, al diodei alese.

### 2.2.4.3 Funcționarea redresorului cu filtru inductiv

Filtrul este format, în acest caz, dintr-o inductanță $L$ înseriată cu rezistența de sarcină. În fig. 2.15 sînt date variațiile curentului prin sarcină, tensiunii pe sarcină, tensiunii la ieșirea elementului redresor, $u_r$, și a tensiunii anodice, $u_a$. Datorită tensiunii electromotoare de autoinducție din bobină, conducția se prelungește într-un interval $\beta$, mai mare decît $\pi$.

Aplicînd teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul secundarului transformatorului, în intervalul de conducție, se obține

$$L\frac{di_s}{dt} + R_s i_s = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \tag{2.41}$$

unde $i_s \equiv i_a$. Soluția ecuației neomogene (2.41) rezultă de forma

$$i_s = \frac{\sqrt{2}U_2}{\sqrt{R_s^2+\omega^2L^2}}\left[e^{-\frac{R_s}{L}t} \sin \varphi + \sin(\omega t - \varphi)\right] \tag{2.42}$$

unde

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{\omega L}{R_s} \tag{2.43}$$

Intervalul de conducție $\beta$ se deduce impunînd în ecuația (2.42) $i_s(\omega t) = 0$, pentru $\omega t = \beta$:

$$e^{-\frac{R_s}{L}\frac{\beta}{\omega}} \sin \varphi + \sin(\beta - \varphi) = 0 \tag{2.44}$$

Soluția ecuației transcendente (2.44) este dată, de obicei, sub formă grafică (fig. 2.16).

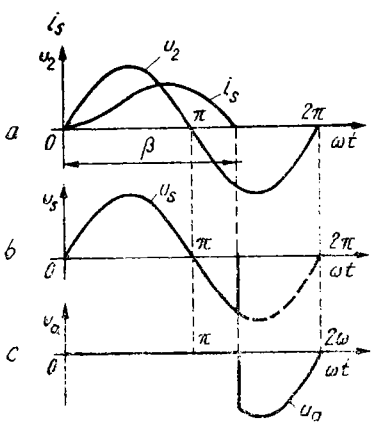



Fig. 2.15. Diagrama tensiunilor și a curentului la un redresor cu filtru inductiv:
a—tensiunea din secundarul transformatorului și curentul prin sarcină; b—tensiunea la bornele sarcinii; c—tensiunea anodică a diodei.

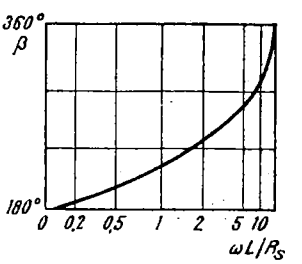



Fig. 2.16. Graficul intervalului de conducție $\beta$ la un redresor monoalternanță cu filtru inductiv.

Valoarea medie a curentului redresat este

$$I_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\beta} i_s(\omega t)\, d\omega t = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi R_s}(1 - \cos\beta) \tag{2.45}$$

iar tensiunea continuă la bornele sarcinii rezultă

$$U_0 = R_s I_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi}(1 - \cos\beta) \tag{2.46}$$

Fiind date $U_2$, $R_s$ și $L$, calculul tensiunii $U_0$ necesită utilizarea dependenței $\beta = f(\omega L/R_s)$, dată în fig. 2.16, și a relației (2.46).

### 2.2.5. REDRESOARE CU MULTIPLICAREA TENSIUNII

Aceste redresoare permit obținerea unor tensiuni continue $U_0$ mari în raport cu valoarea eficace $U_2$. Ele se utilizează atunci cînd rezistența de sarcină $R_s$ este foarte mare, deci la curenți $I_0$ mici.

În fig. 2.17 este dată schema unui redresor „cu dublarea tensiunii". În timpul semialternanței pozitive a tensiunii $u_2$ conduce dioda $D_1$ și condensatorul $C_1$ se încarcă cu polaritatea din fig. 2.17, *a*, la o tensiune apropiată de amplitudinea $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$. În timpul semialternanței negative conduce dioda $D_2$ și condensatorul $C_2$ se încarcă cu polaritatea din figură, la o tensiune apropiată de $U_{2m}$. Întrucît rezistența de sarcină $R_s$ este foarte mare și descărcarea condensatoarelor, în intervalele cînd diodele respective sînt blocate, este foarte lentă, tensiunea continuă la bornele sarcinii este apropiată de $2U_{2m}$.

O schemă mai generală, pentru „multiplicarea tensiunii", este dată în fig. 2.18. Se va presupune, la fel ca în cazul schemei precedente, că descărcarea condensatoarelor, în intervalele de blocare a diodelor, este neglijabilă. În semialternanța pozitivă, condensatorul $C_1$ se încarcă prin dioda $D_1$, cu polaritatea din figură, la o tensiune apropiată de $U_{2m}$. În următoarea semialternanță, negativă, conduce dioda $D_2$ și condensatorul $C_2$ se încarcă pînă aproape de valoarea maximă a tensiunii aplicate: $u_2$ în serie cu tensiunea pe $C_1$, adică $2U_{2m}$. În următoarea semialternanță, pozitivă, condensatorul $C_3$ se încarcă prin $D_3$, pînă aproape de valoarea maximă a tensiunii aplicate: $u_2$ plus tensiunea $2U_{2m}$ de la bornele lui $C_2$, minus tensiunea $U_{2m}$ de la bornele lui $C_1$, adică $2U_{2m}$. În mod similar, se poate arăta că și celelalte condensatoare

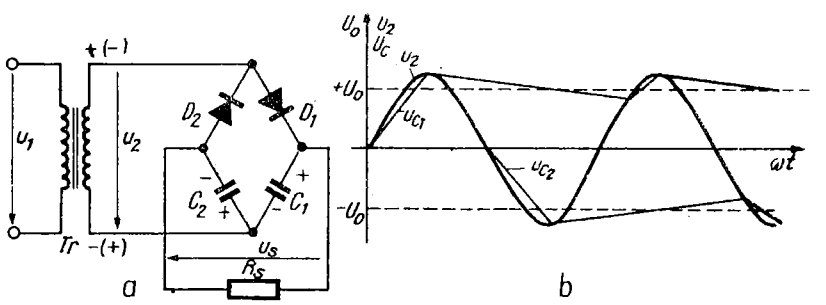



**Fig. 2.17.** Redresor cu „dublarea tensiunii":
*a* — schema; *b* — diagrama tensiunilor din redresor.

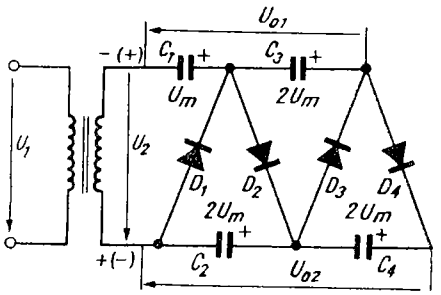



Fig. 2.18. Schemă de redresor cu „multiplicarea tensiunii".

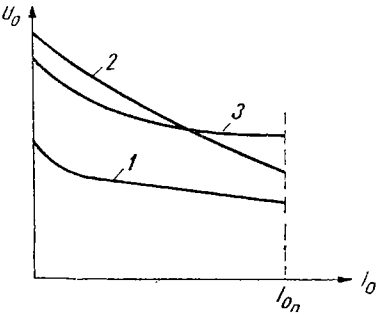



Fig. 2.19. Caracteristici externe ale redresoarelor de mică putere:
*1* — fără filtru; *2* — cu filtru capacitiv; *3* — cu filtru *CLC*.

se încarcă cu tensiuni apropiate de $2U_{2m}$. În consecinţă, pe ramura superioară, grupajul condensatoarelor furnizează tensiunea $U_{01} = (k-1)U_{2m}$, iar pe ramura inferioară: $U_{02} = kU_{2m}$, unde $k$ este numărul diodelor din schemă.

### 2.2.6. PARAMETRII REDRESOARELOR DE MICĂ PUTERE

Parametrii şi caracteristicile mai importante ale redresoarelor de mică putere sînt:

— *puterea nominală* a redresorului, $P_n$, egală cu puterea pe care o poate debita în sarcină, în regimul nominal de funcţionare;

— *tensiunea nominală*, $U_{0n}$, egală cu tensiunea la bornele de ieşire, atunci cînd redresorul funcţionează la puterea nominală; curentul nominal, $I_{0n}$, rezultă din parametrii precedenţi: $I_{0n} = P_n/U_{0n}$;

— *factorul de ondulaţie*, $\gamma$, cînd redresorul funcţionează la puterea nominală;

— *caracteristica externă*, reprezentînd dependenţa $U_0 = f(I_0)$, pentru $0 \leqslant I_0 \leqslant I_{0n}$ (fig. 2.19). Este de dorit ca această caracteristică să fie orizontală, însă — aşa cum s-a arătat — influenţa rezistenţei de sarcină $R_s$ asupra tensiunii $U_0$, la redresoarele cu filtru (îndeosebi la cele cu filtru capacitiv), este importantă, ceea ce face ca alura caracteristicii externe să fie scăzătoare. Un parametru care determină panta caracteristicii externe este *rezistenţa internă* a redresorului

$$R_i = -\frac{\Delta U_0}{\Delta I_0} \tag{2.47}$$

care este de dorit să rezulte cît mai mică.

## 2.3 MUTATOARE CU COMUTAŢIE NATURALĂ

### 2.3.1. INTRODUCERE

Mutatoarele cu comutaţie naturală cuprind redresoarele necomandate. Se va considera că alimentarea redresorului se face de la o reţea de c.a., prin intermediul unui transformator cu secundar $m$ fazat. Varietatea schemelor de redresoare polifazate este generată de mai mulţi factori: numărul de faze ($m$) din sistemul tensiunilor alternative, conexiunile transformatorului, interconectarea mai multor redresoare polifazate, ca elemente în cadrul schemei mutatorului etc. În cele ce urmează se prezintă mai întîi teoria generală a

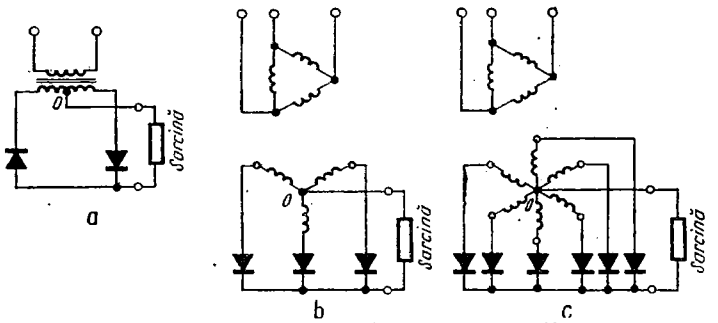



Fig. 2.20. Scheme în stea de redresoare polifazate:
*a* — redresor bifazat; *b* — redresor trifazat; *c* — redresor hexafazat.

redresării polifazate, considerînd pe partea de c.a. o sursă polifazată oarecare. Distinct, se vor analiza schemele ce includ în structura lor conexiuni de redresoare polifazate, completîndu-se astfel ansamblul circuitelor de redresare polifazate.

### 2.3.2. REDRESOARE POLIFAZATE IDEALE

Idealizarea unui redresor polifazat presupune următoarele ipoteze: transformatorul de alimentare este ideal, cu inductivităţi de scăpări şi pierderi nule; diodele se consideră elemente de conducţie unidirecţională, cu rezistenţă zero în sens direct şi rezistenţă infinită la polarizarea inversă; reţeaua de c.a. este de putere infinită şi are inductivitatea fazei de alimentare egală cu zero. În ansamblu, tensiunea de scurtcircuit a transformatorului, conectat la reţeaua de alimentare a primarului, este presupusă nulă.

#### 2.3.2.1 Scheme elementare de redresoare polifazate

Cele mai simple redresoare polifazate sînt cu schema în stea. În fig. 2.20 sînt prezentate cîteva scheme de redresoare în stea, pentru $m = 2$, 3 şi 6. Reprezentînd numai secundarul transformatorului şi considerînd $m$ oarecare, schema în stea poate fi în formă *policatodică* sau *polianodică*, după cum catodul, respectiv anodul este punctul comun conectat la sarcină (fig. 2.21). *Sensul de referinţă al tensiunii redresate este de la acest punct comun, la nulul transformatorului.* Aşa cum se observă (după sensul curenţilor prin diodă şi sarcină), sensului de referinţă îi corespunde o tensiune redresată pozitivă, la redresorul policatodic, şi negativă — la redresorul polianodic.

Atunci cînd secundarul transformatorului nu are nul accesibil, se pot utiliza scheme în care se formează un punct de nul, prin conexiuni ale înfăşurărilor secundare. O astfel de schemă este cea *„în furcă"*, realizînd $m = 6$ (fig. 2.22).

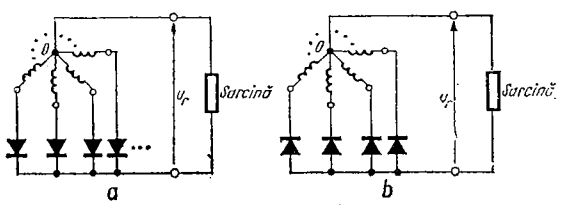



Fig. 2.21. Scheme de redresoare în stea polifazate:
*a* — schema policatodică; *b* — schema polianodică.

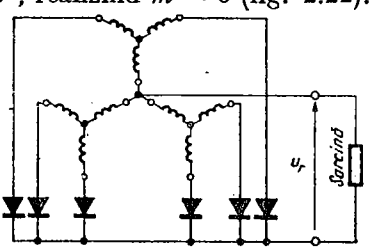



Fig. 2.22. Schemă de redresor „în furcă".

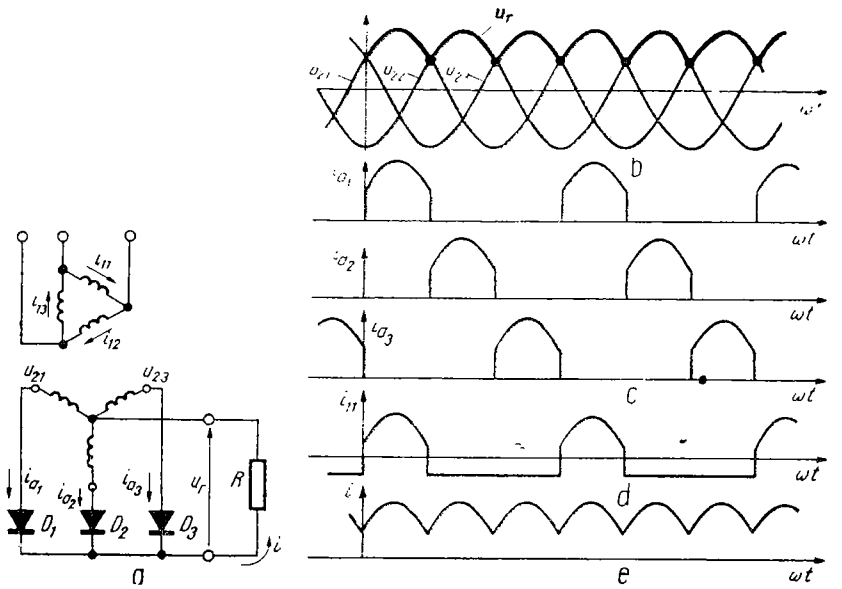



Fig. 2.23. Redresor trifazat ideal cu sarcină rezistivă:
*a* — schema policatodică; *b* — diagrama tensiunii redresate; *c* — diagramele curenților anodici; *d* — diagrama curentului din primar; *e* — diagrama curentului prin sarcină.

## 2.3.2.2 Redresorul polifazat ideal pe sarcină rezistivă

Se va considera $m = 3$ și o schemă policatodică (fig. 2.23, *a*). Diagramele tensiunilor din secundar, $u_{21}$, $u_{22}$ și $u_{23}$, ale curenților anodici, prin înfășurarea primară și prin sarcină sînt date în fig. 2.23, *b*—*e*. Tensiunea redresată $u_r$ este reprezentată prin linie îngroșată, iar punctele de comutație sînt, de asemenea, îngroșate. Datorită ipotezelor simplificatoare, rezultă o comutație ideală, adică o trecere instantanee a conducției de la o diodă la alta. Dacă redresorul este polianodic (fig. 2.24), curba tensiunii redresate și punctele de comutație naturală se obțin sub abscisă.

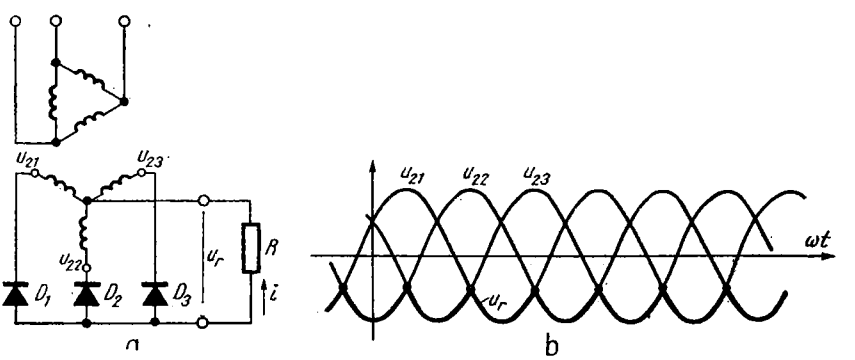



Fig. 2.24. Redresor trifazat polianodic:
*a* — schema; *b* — diagrama tensiunii redresate.

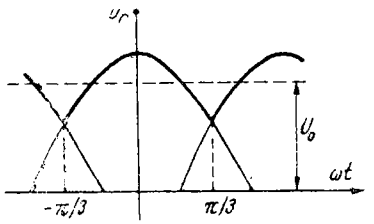



Fig. 2.25. Explicativă la determinarea tensiunii continue $U_0$ la un redresor trifazat.

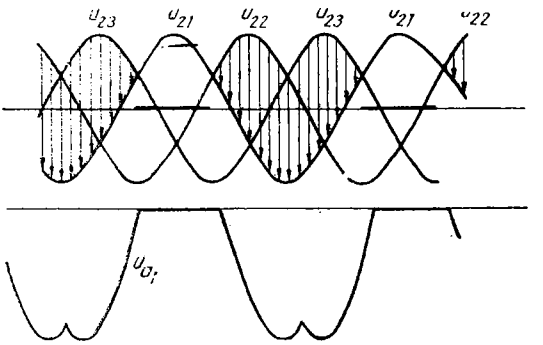



Fig. 2.26. Variația tensiunii anodice a unei diode din cadrul unui redresor trifazat în stea.

Tensiunea continuă, $U_0$, este valoarea medie a tensiunii $u_r$ (fig. 2.25):

$$U_0 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} u_r(\omega t)\,\mathrm{d}\omega t = \frac{1}{\frac{2\pi}{\beta}}\int_{-\pi/3}^{\pi/3} \sqrt{2}U_2 \cos \omega t\,\mathrm{d}\omega t = \sqrt{2}U_2 \frac{\sin\frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{\beta}} \qquad (2.48)$$

Pentru $m$ oarecare, în relația (2.48) se înlocuiește $\beta$ prin $m$. În acest caz, coeficientul de redresare este

$$K_r = \frac{U_0}{U_2} = \sqrt{2}\frac{\sin\frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \qquad (2.49)$$

Dependența $K_r(m)$ este dată în tabelul 2.2.

*Tabelul 2.2*

| $m$ | 1 | 2 | 3 | 4 | 6 | 12 | $\infty$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $K_r(m)$ | 0,45 | 0,9 | 1,17 | 1,27 | 1,35 | 1,40 | 1,41 |

Variația tensiunii anodice a unei diode, de exemplu $D_1$, este fie zero — cînd dioda este în conducție — fie negativă, egală cu diferența dintre valorile instantanee ale tensiunilor pe faza respectivă și pe cea de conducție (fig. 2.26). Valoarea instantanee maximă a tensiunii inverse este

$$u_{a\,max} = 2\cos\frac{\pi}{6}\sqrt{2}U_2 = \sqrt{6}U_2 \qquad (2.50)$$

Tensiunea pulsatorie $u_r$ are, pe lîngă componenta utilă $U_0$, armonici de pulsații $k\,m\omega$, $k = 1, 2, \ldots$ Calculul amplitudinii armonicii $k$, de pulsație $n\omega$, unde $n = km$, se face ținînd cont că funcția $u_r(\omega t)$ este pară (fig. 2.25):

$$U_{mn} = \frac{m}{\pi}\int_{-\pi/m}^{\pi/m} \sqrt{2}U_2 \cos \omega t \cos n\omega t \, \mathrm{d}(\omega t) = \sqrt{2}U_2 \frac{\sin\frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \frac{2}{n^2-1} = U_0 \frac{2}{n^2-1} \quad (2.51)$$

În tabelul 2.3 este dată mărimea relativă a amplitudinii armonicilor de frecvență $n\omega$, pentru diverse valori ale lui $n$.

*Tabelul 2.3*

| $n$ | 2 | 3 | 4 | 6 | 8 | 9 | 12 | 18 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $2U_n/U_0$ | 0,667 | 0,25 | 0,133 | 0,057 | 0,032 | 0,025 | 0,014 | 0,006 |

Rezultatele din tabelele 2.2 și 2.3 arată că, la creșterea lui $m$, unii indicatori ai redresorului, cum sînt coeficientul de redresare și factorul de ondulație

$$\gamma = \frac{1}{U_0}\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{n=mk}^2} \quad (2.52)$$

se îmbunătățesc. În plus, pulsația armonicii fundamentale crește (pentru $k = 1$, rezultă $n\omega = m\omega$), ceea ce reprezintă, de asemenea, un efect pozitiv.

### 2.3.2.3 Funcționarea redresorului polifazat ideal pe sarcină inductivă

Fie un redresor ideal cu $m = 3$ și sarcină $R$—$L$, avînd inductivitatea $L$ infinită (fig. 2.27, *a*). Întrucît filtrarea inductivă este perfectă, curentul din sarcină $I_0$ este continuu, iar curenții anodici ai diodelor au forma unor impulsuri dreptunghiulare (fig. 2.27, *b*). Valoarea eficace a curentului printr-o fază a secundarului este

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{a1}^2(\omega t)\, \mathrm{d}\omega t} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi/m} I_0^2 \, \mathrm{d}\omega t} = \frac{I_0}{\sqrt{m}} \quad (2.53)$$

și rezultă puterea aparentă în secundarul transformatorului

$$S_2 = mU_2I_2 = \sqrt{m}U_2I_0 \quad (2.54)$$

sau, explicitînd pe $U_2$ funcție de $U_0$

$$S_2 = \sqrt{\frac{m}{2}} \frac{\frac{\pi}{m}}{\sin\frac{\pi}{m}} U_0 I_0 = \sqrt{\frac{m}{2}} \frac{\frac{\pi}{m}}{\sin\frac{\pi}{m}} P_0 \quad (2.55)$$

unde $P_0$ este puterea dezvoltată în c.c. Raportul

$$K_2 = \frac{P_0}{S_2} = \sqrt{\frac{m}{2}} \frac{\frac{\pi}{m}}{\sin \frac{\pi}{m}} \tag{2.56}$$

se numeşte *factor de utilizare a secundarului transformatorului.* El arată cît trebuie să fie puterea aparentă a secundarului, pentru a obţine o putere $P_0$ dată în sarcină. Se observă că factorul de utilizare $K_2$ are o semnificaţie similară factorului de putere, dintr-un circuit de c.a. Fireşte, este de dorit ca acest factor să fie cît mai mare, pentru a obţine o putere $P_0$ dată, cu un transformator de putere aparentă cît mai mică. Dependenţa $K_2(m)$, dată în tabelul 2.4, arată că valoarea optimă a factorului de utilizare a secundarului se obţine la $m = 3$.

*Tabelul 2.4*

| $m$ | 2 | 3 | 4 | 6 | 12 |
|---|---|---|---|---|---|
| $K_2(m)$ | 0,636 | 0,675 | 0,636 | 0,551 | 0,399 |

Puterea aparentă de calcul a transformatorului se consideră media puterilor aparente ale primarului şi secundarului:

$$S = \frac{1}{2}(S_1 + S_2) \tag{2.57}$$

unde

$$S_1 = mU_1I_1 \tag{2.58}$$

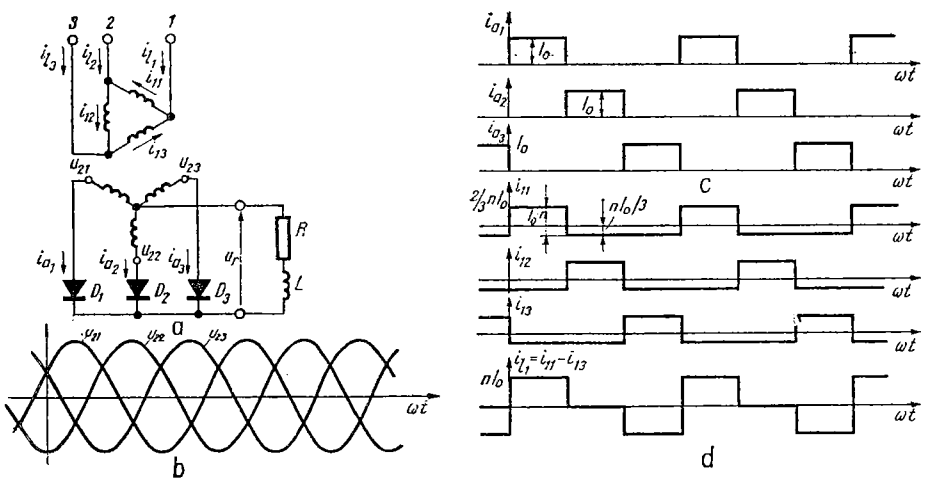



Fig. 2.27. Redresor trifazat cu sarcină inductivă, cu transformator în conexiune triunghi-stea: *a* — schema; *b* — diagrama tensiunilor din secundar; *c* — diagrama curenţilor anodici; *d* — diagrama curenţilor din primar; *d* — diagrama curentului de linie.

În mod similar se definește *factorul de utilizare a înfășurării primare*

$$K_1 = \frac{P_0}{S_1} = \frac{P_0}{mU_1I_1} \tag{2.59}$$

a cărui valoare, de regulă mai mare decît $K_2$, depinde de forma curentului din primar. În cazul conexiunii triunghi-stea, forma curentului din primar este dată în fig. 2.27. Ea rezultă prin scăderea componentei medii $I_0/m$ din curentul unei faze a secundarului și prin aplicarea raportului de transformare, $n$, al transformatorului ($n = U_1/U_2$). Curentul de linie se deduce din curenții pe faze, prin însumare grafică. Forma de undă nesinusoidală a curentului de linie are ca efect introducerea unei puteri deformante în rețeaua de c.a., ceea ce constituie un efect nedorit al funcționării redresoarelor asupra rețelei de c.a.

Valoarea eficace a curentului din primar este

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi/3}\left(I_0 - \frac{I_0}{m}\right)^2 \mathrm{d}(\omega t) + \int_{2\pi/3}^{2\pi}\left(\frac{I_0}{m}\right)^2 \mathrm{d}(\omega t)} = \frac{\sqrt{2}}{3} nI_0 = 0{,}47nI_0 \tag{2.60}$$

Întrucît $U_1 = \dfrac{U_2}{n}$ și $U_0 = 1{,}17\ U_2$ ($K_r = 1{,}17$ pentru $m = 3$), se obține, pentru schema dată, $S_1 = 3 \cdot 0{,}47nI_0 \cdot \dfrac{1}{n}\dfrac{U_0}{1{,}17} = 1{,}21P_0$, deci $K_1 = 1/1{,}21 = 0{,}826$.

Curentul mediu $I_0/m$ prin înfășurările secundarului produce o componentă continuă (reziduală) a solenației în miez, egală cu $N_2 I_0/m$, unde $N_2$ este numărul de spire din secundar. Această componentă reziduală complică funcționarea transformatorului și impune creșterea secțiunii miezului. Dacă însă se adoptă conexiunea triunghi-stea zig-zag (fig. 2.28), din diagrama fazorială

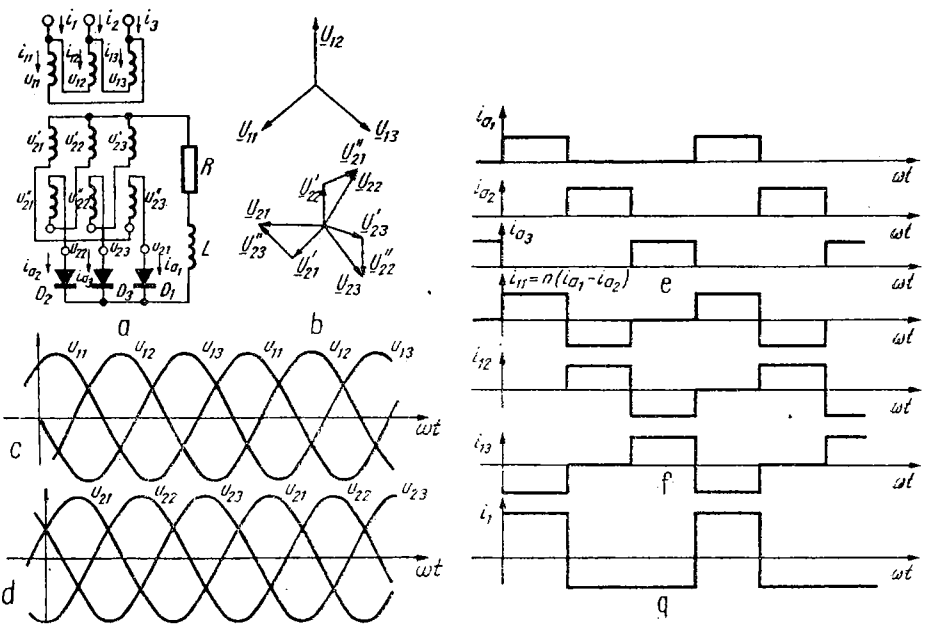



Fig. 2.28. Redresor trifazat cu sarcină inductivă, cu transformator în conexiune triunghi-stea zig-zag:

*a* — schema; *b* — diagrama fazorială a tensiunilor din primar și secundar; *c* — tensiunile din primar; *d* — tensiunile din secundar; *e* — curenții anodici; *f* — curenții pe fazele primarului; *g* — curentul de linie.

a tensiunilor din secundar rezultă că la conducția oricărei diode sînt parcurse simultan, în sens contrar, două secțiuni ale înfășurării secundare, ceea ce face să nu existe componentă de magnetizare reziduală. Diagramele curenților pe fazele primarului și ale curenților de linie se deduc pe cale grafică, ținînd cont de legăturile între curenții anodici și curenții pe fazele primarului, precum și între curenții de linie și pe faze (fig. 2.28). Se constată că modificarea conexiunii transformatorului a condus la schimbarea formei curenților din primar, deci a coeficientului $K_1$, precum și a conținutului de armonici, deci a puterii deformante introduse în rețea.

Din cele arătate, rezultă următoarele concluzii importante:

— unii indicatori ai redresoarelor polifazate, cum sînt: coeficientul de redresare, factorul de ondulație și pulsația armonicii fundamentale, se îmbunătățesc la creșterea numărului de faze $m$; în același timp, creșterea lui $m$ conduce la micșorarea coeficientului de utilizare a secundarului, deci a coeficientului de utilizare a întregului transformator; întrucît valoarea optimă a coeficientului de utilizare $K_2$ este obținută la $m = 3$, este de dorit să se adopte soluții pentru creșterea celorlalți indicatori, fără micșorarea coeficientului de utilizare a transformatorului;

— conexiunile transformatorului influențează formele de undă ale curenților pe fazele primarului și secundarului, precum și ale curenților de linie; prin aceasta sînt afectate proprietăți cum sînt: coeficienții de utilizare ai primarului și secundarului, existența curentului de magnetizare reziduală, puterea deformantă introdusă în rețeaua de c.a. Conexiunile transformatorului reprezintă un factor important care determină diversitatea schemelor de redresare polifazate, cu performanțe distincte.

Soluția de rezolvare simultană a cerințelor privind obținerea unui factor de utilizare a transformatorului, cît mai ridicat — așa cum rezultă la un redresor cu $m = 3$ — și a unor valori cît mai bune pentru coeficientul de redresare, factorul de ondulație și pulsația armonicii fundamentale, constă în utilizarea schemelor formate din conexiuni în serie, în paralel sau mixte ale redresoarelor polifazate (trifazate).

### 2.3.2.4. **Conexiuni în serie ale redresoarelor polifazate**

Fie $s$ redresoare $m$-fazate conectate în serie (fig. 2.29). Scopul urmărit este de a obține o tensiune redresată conținînd, într-un interval $2\pi$, un număr de $p = ms$ pulsuri, ca în cazul unei redresor $p$-fazat. Adoptînd $m = 3$ si $s > 1$, este posibil să se realizeze factori buni de utilizare a transformatorului. corespunzători lui $m = 3$, și — în același timp — performanțe superioare privind: coeficientul de redresare, factorul de ondulație, pulsația armonicii fundamentale, așa cum rezultă la un indice superior de pulsație ($p$). Astfel, pentru $m = 3$ și $s = 2$, forma tensiunii $u_r$ este ca la un redresor hexafazat, întrucît indicele de pulsație este $p = 3 \cdot 2 = 6$, însă alimentarea în trifazat ($m = 3$) permite o bună utilizare a puterii aparente a transformatorului.

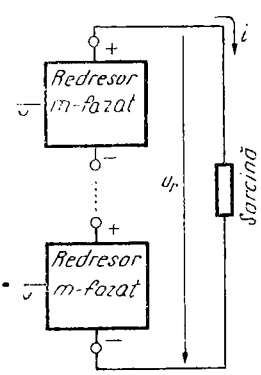


**Fig. 2.29.** Conexiunea în serie a redresoarelor polifazate.

Condiția esențială pentru multiplicarea indicelui de pulsație, în conformitate cu relația $p = ms$, este ca sistemele $m$ — fazate ce alimentează redresoarele conectate în serie, să fie decalate între ele

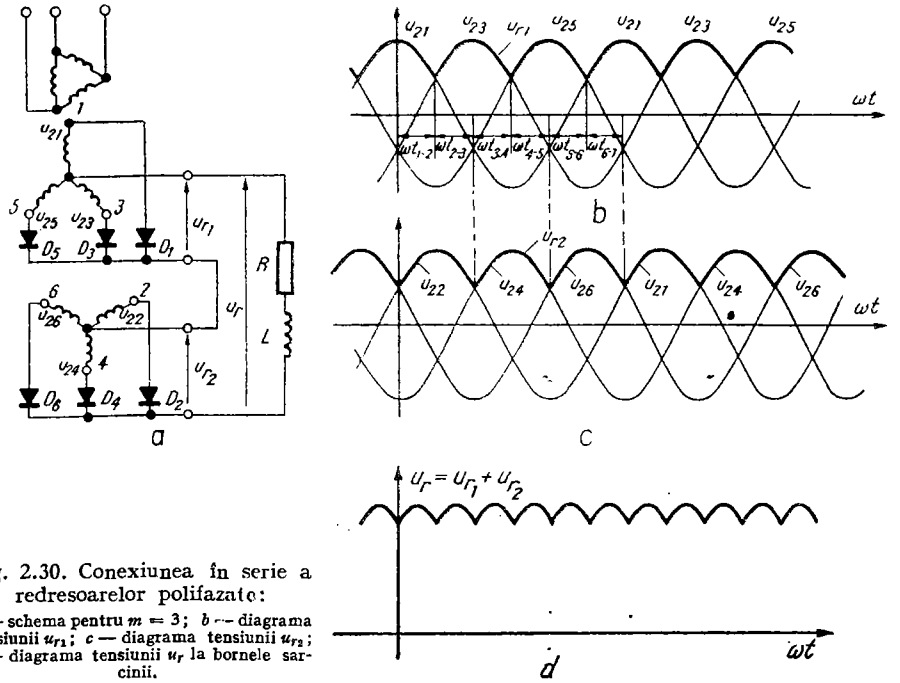



Fig. 2.30. Conexiunea în serie a redresoarelor polifazate:
*a* — schema pentru $m = 3$; *b* — diagrama tensiunii $u_{r1}$; *c* — diagrama tensiunii $u_{r2}$; *d* — diagrama tensiunii $u_r$ la bornele sarcinii.

cu un defazaj

$$\Psi = \frac{2\pi/m}{s} \tag{2.61}$$

Fie $m = 3$ și $s = 2$. Schema conexiunii serie, în acest caz, este dată în fig. 2.30, *a*, unde sistemele tensiunilor trifazate la cele două redresoare sînt decalate cu $\Psi = 120/2 = 60°$ (stelele tensiunilor pe faze sînt în opoziție). Diagramele tensiunilor pe faze și ale tensiunilor redresate, $u_{r1}$, $u_{r2}$ și $u_r = u_{r1} + u_{r2}$, sînt date în fig. 2.30, *b*, *c* și *d*. Se constată că în orice moment conduc simultan două diode, cîte una din fiecare redresor. Cînd conduc simultan diodele $D_1$ și $D_2$, în intervalul $\omega t_{1-2}$, este valabilă diagrama fazorială din fig. 2.31, *a*, rezultînd pentru $u_r$ amplitudinea

$$U_{rm} = \sqrt{2}U_2\, 2\cos\frac{\pi}{6} = \sqrt{6}U_2 \tag{2.62}$$

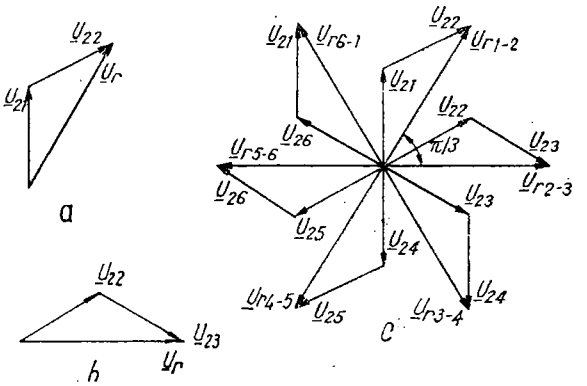



Fig. 2.31. Diagrama fazorială a tensiunilor din cadrul redresorului cu schema dată în fig. 2.30, *a*:
*a* — diagrama în intervalul $\omega t_{1-2}$; *b* — diagrama în intervalul $\omega t_{2-3}$; *c* — diagrama generală.

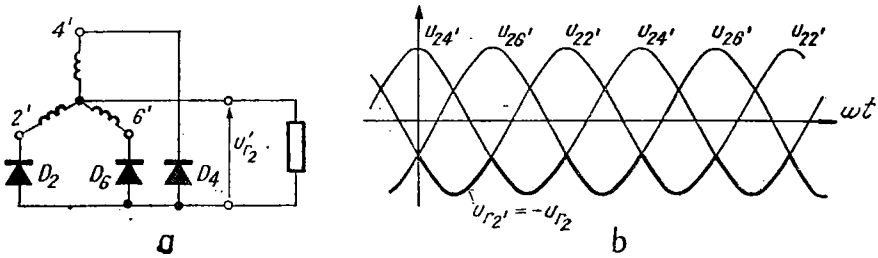



Fig. 2.32. Explicativă la conexiunea serie a redresoarelor trifazate:
*a* — transformarea schemai policatodice în schemă polianodică; *b* — diagrama tensiunii redresate.

În intervalul $\omega t_{2\text{-}3}$ conduc simultan diodele $D_2$ și $D_3$, iar diagrama fazorială a tensiunilor $\underline{U}_{22}$, $\underline{U}_{23}$ și $\underline{U}_r$ este dată în fig. 2.31, *b*. În mod similar se construiesc diagramele fazoriale pentru celelalte intervale de conducție, rezultînd diagrama generală din fig. 2.31, *c*. Se observă că în intervalele $\omega t_{1\text{-}2}$, ... $\omega t_{6\text{-}1}$ fazorii $\underline{U}_{r1\text{-}2}$, ..., $\underline{U}_{r6\text{-}1}$ sînt decalați succesiv cu cîte 60°, ceea ce corespunde decalajului dintre pulsurile tensiunii $u_r$. Prin urmare, tensiunea $u_r$ are 6 pulsuri și vor exista 6 comutații, cîte 3 pentru fiecare redresor.

Tensiunea continuă la bornele sarcinii este egală cu dublul tensiunii continue date de redresorul trifazat în stea:

$$U_0 = 2\sqrt{2}U_2 \frac{\sin \frac{\pi}{3}}{\frac{\pi}{3}} = 2 \cdot 1{,}17 U_2 = 2{,}34 U_2 \qquad (2.63)$$

Schema din fig. 2.30 poate fi desenată în alt mod, dacă se observă că tensiunea $u_{r2}$, dată în fig. 2.30, *c*, se obține cu semn schimbat dacă se inversează sistemul tensiunilor pe fazele *2*, *4* și *6* și se redresează tensiunea trifazată cu un redresor polianodic (fig. 2.32, *a*). Tensiunile $u_{r1}$ și $u_{r2}$, date de primul redresor policatodic (nemodificat) și respectiv de redresorul modificat (prin inversarea stelei tensiunilor pe faze și utilizarea schemei polianodice), se înseriază în conformitate cu schema din fig. 2.33, *a*, echivalentă cu cea din fig. 2.30. Cele două secundare sînt identice și au nulul comun. Deci punctele *1* și *4* vor avea tot timpul același potențial; la fel, punctele *3* și *2*; *5* și *6*. În aceste condiții, punctele respective se pot alimenta de la o singură înfășurare trifazată, rezultînd schemele din fig. 2.33, *b* și *c*. Întrucît acum $u_r = u_{r1} - u_{r2}$ și tensiunea $u_{r2}$ este negativă, valoarea instantanee a tensiunii $u_r$ este egală cu segmentul vertical care unește tensiunile $u_{r1}$ și $u_{r2}$ (fig. 2.33, *d*). Schema din fig. 2.33, *c* se numește *punte trifazată* și reprezintă o conexiune serie a două redresoare trifazate, unul policatodic și celălalt polianodic, furnizînd un indice de pulsație $p = 6$. Prin performanțele deosebite pe care le realizează ($S_2 = S_1 = 1{,}05\ P_0$; $U_0 = 2{,}34\ U_2$; frecvența și amplitudinea primei armonici 300 Hz, respectiv 5,7% din $U_0$ etc.) și prin simplitatea sa, puntea trifazată s-a impus ca o schemă fundamentală în electronica de putere.

Fie acum cazul $s = 4$ și $m = 3$, realizat prin conectarea în serie a două punți trifazate (acestea reprezintă, fiecare, — după cum s-a arătat — cîte o conexiune serie cu $s = 2$). Pentru a obține multiplicarea indicelui de pulsație, în conformitate cu relația $p = sm = 4 \cdot 3 = 12$, este necesar ca cele două sisteme de tensiuni trifazate simetrice, care alimentează punțile (conexiunile serie cu $s = 2$), să fie decalate între ele cu un unghi dat de relația (2.61): $\Psi = 120/4 = 30°$. În acest scop, se adoptă conexiunile înfășurărilor transfor-

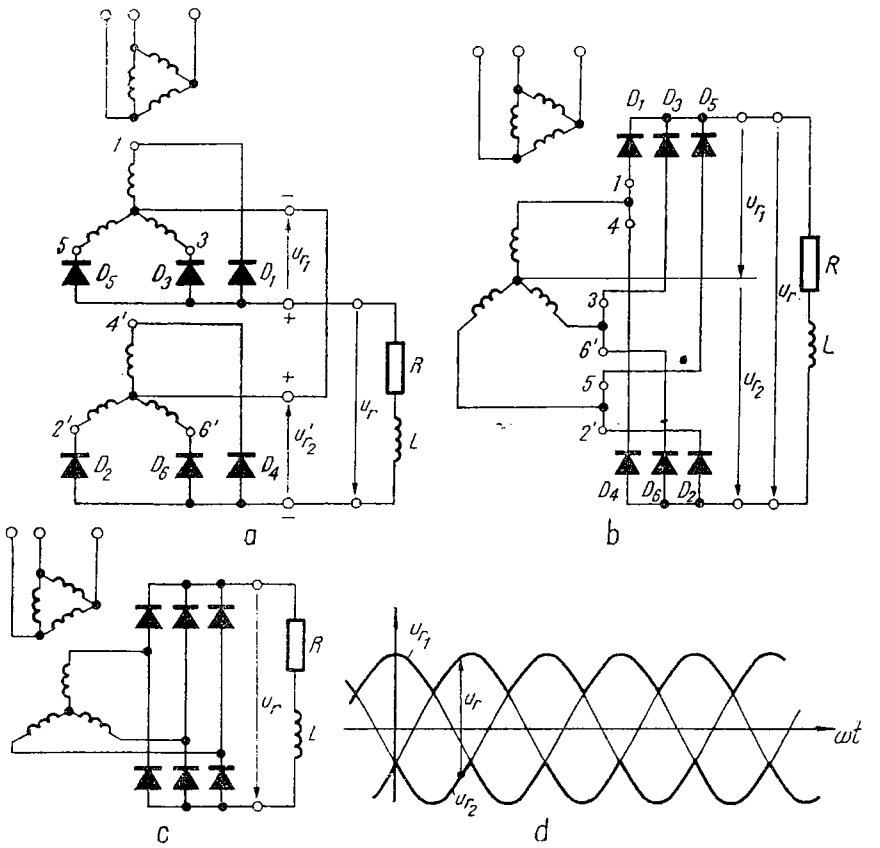



Fig. 2.33. Conexiuni în serie ale redresoarelor polifazate:
*a* — schema; *b* — schemă cu alimentare de la o singură înfăşurare, trifazată; *c* — puntea trifazată; *d* — diagrama tensiunilor $u_{r1}$ $u_{r2}$ şi $u_r$.

matorului, care asigură defazajul de 30° între tensiunile de alimentare ale celor două punți, așa cum se realizează în cadrul schemei din fig. 2.34. Schema obținută se numește *punte dublă trifazată*. Ea asigură $p = 12$, $U_0 = 4{,}68\ U_2$ și celelalte performanțe corespunzătoare unui redresor dodecafazat.

*Observație.* Neîndeplinirea condiției (2.61) împiedică multiplicarea indicelui de pulsație, păstrîndu-se doar avantajul creșterii unor indicatori cum sînt: coeficientul de redresare și factorul de utilizare a transformatorului. Astfel, în fig. 2.35, *a* este prezentată o conexiune serie a două redresoare bifazate (redresoare dublă alternanță, cu secundar avînd priză mediană). Aici, $u_r = u_{r1} + u_{r2}$, însă cele două „stele" ale tensiunilor pe faze sînt identice (fig. 2.36, *a*) și nu decalate cu $\frac{2\pi/m}{2} = \frac{180°}{2} = 90°$, cum ar fi necesar pentru multiplicarea indicelui de pulsație (fig. 2.36, *b*). Dacă se modifică al doilea redresor sub forma polianodică (fig. 2.35, *b*), se constată că tensiunea $u_r = u_{r1} - u_{r2}$ se poate obține — ca și în conexiunea serie trifazată — cu un singur secundar, priza mediană fiind de prisos (fig. 2.35, *c*). Schema dedusă este „puntea monofazată", care reprezintă — de fapt — o conexiune serie a două redresoare bifazate, fără multiplicarea indicelui de pulsație.

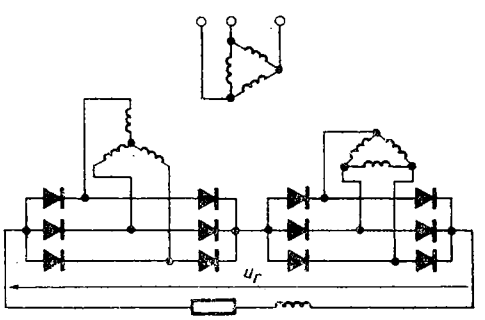



Fig. 2.34. Schema în punte dublă trifazată.

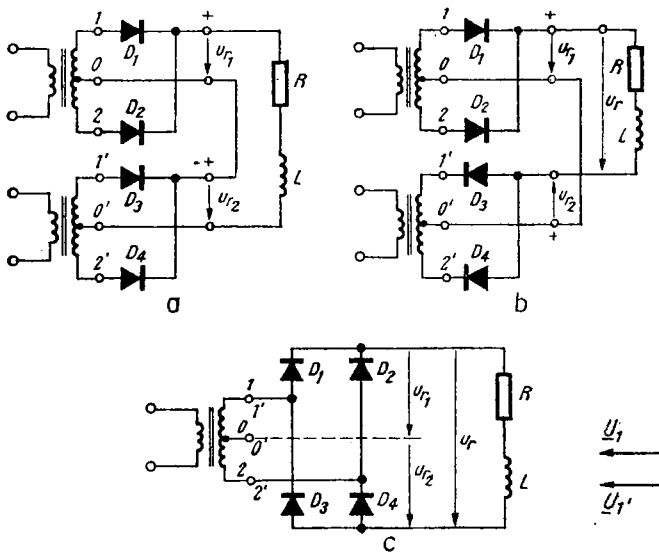



Fig. 2.35. Conexiuni serie ale redresoarelor bifazate: *a* — conexiunea serie a două redresoare bifazate; *b* — conexiunea serie cu modificarea redresorului al 2-lea sub formă polianodică; *c* — punte monofazată.

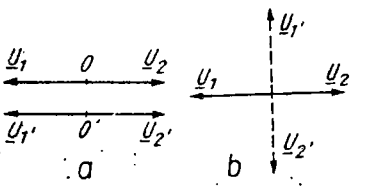



Fig. 2.36. Diagrama vectorială a tensiunilor la o conexiune în serie a două redresoare bifazate: *a* — cu tensiuni pe fază identice (fără multiplicarea indicelui de pulsație; *b* — cu tensiuni pe fază decalate cu $\frac{2\pi/m}{2}$.

### 2.3.2.5. Conexiuni în paralel ale redresoarelor polifazate

Prin conectarea în paralel a $d$ redresoare $m$-fazate se urmărește multiplicarea indicelui de pulsație la valoarea $p = md$. Pentru aceasta, sistemele tensiunilor $m$-fazate, care alimentează grupările în paralel, trebuie să fie decalate între ele cu un defazaj

$$\psi = \frac{\frac{2\pi}{m}}{d} \tag{2.64}$$

Schema bloc a conexiunii cu $d = 2$ și $m = 3$ este dată în fig. 2.37, unde $R_1$ și $R_2$ sînt redresoare în stea, $O_1$ și $O_2$ sînt punctele neutre ale secundarelor transformatorului, conectate în stea, iar $BA$ este *bobina de absorbție*, la a cărei priză mediană se conectează sarcina $R-L$. Tensiunile $u_{r1}$ și $u_{r2}$ au aceeași componentă continuă $U_0$, întrucît pe fazele celor două secundare, valoarea eficace a tensiunii este aceeași: $U_2$. În același timp, deoarece sistemele tensiunilor trifazate din secundar sînt decalate cu $\frac{2\pi/3}{2} = 60°$ (stelele tensiunilor sînt inverse una față de cealaltă), valorile instantanee ale tensiunilor $u_{r1}$ și $u_{r2}$ nu sînt egale. Considerînd potențialul punctului $M$ ca referință, potențialele bornelor $O_1$ și $O_2$ vor oscila în antifază, în jurul aceleiași componente continue $U_0$. Pentru limitarea curentului care circulă între punctele $O_1$ și $O_2$ s-a introdus bobina de absorbție $BA$.

Schema de principiu a conexiunii derivație cu $d = 2$ și $m = 3$ este dată în fig. 2.38, *a*. În orice moment conduc două diode, cîte una în fiecare redresor trifazat. De exemplu, în intervalul $\omega t_{1-2}$ conduc diodele $D_1$ și $D_2$, astfel

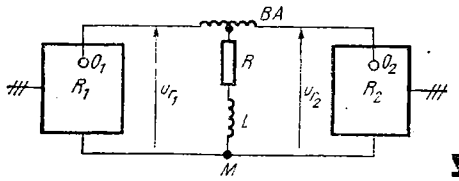
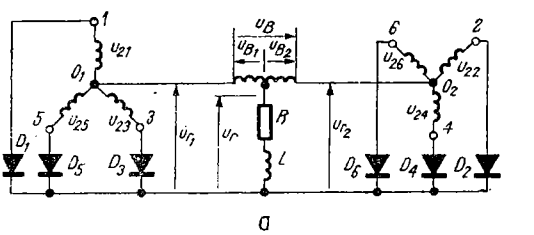
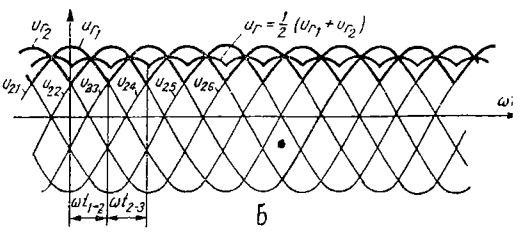
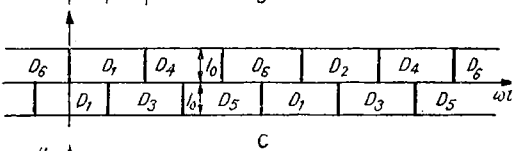



Fig. 2.37. Conexiunea în paralel a redresoarelor trifazate.



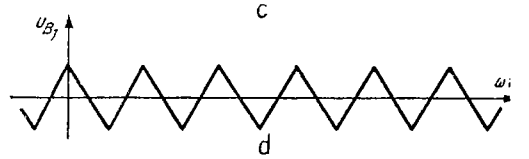




Fig. 2.38. Conexiunea în paralel a redresoarelor trifazate:

*a* — schema; *b* — diagrama tensiunilor redresate; *c* — diagrama intervalelor de conducție ale diodelor; *d* — tensiunea la bornele bobinei de absorbție.

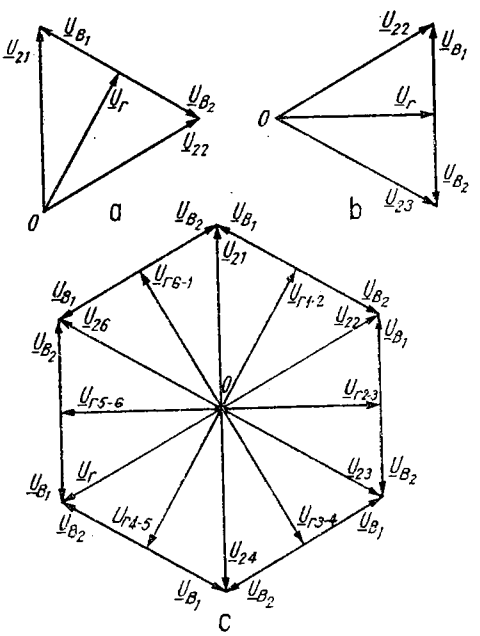



Fig. 2.39. Diagrama fazorială a tensiunilor la schema din fig. 2.38, *a*:

*a* — reprezentarea fazorială în intervalul $\omega t_{1-2}$; *b* — reprezentarea fazorială în intervalul $\omega t_{2-3}$; *c* — diagrama fazorială generală.

încît rezultă

$$u_{21} = u_r + u_{B1};\ u_{22} = u_r + u_{B2} \tag{2.65}$$

sau, prin însumare,

$$u_r = \frac{1}{2}(u_{21} + u_{22}) \tag{2.66}$$

întrucît $u_{B1} + u_{B2} = 0$, tensiunile respective fiind în antifază. Relaţia (2.66) se poate scrie şi sub forma $u_r = \frac{1}{2}(u_{r1} + u_{r2})$, deoarece în intervalul $\omega t_{1-2}$, $u_{r1} = u_{21}$ şi $u_{r2} = u_{22}$. Reprezentarea fazorială a relaţiilor (2.65) şi (2.66) este dată în fig. 2.39, *a*, de unde rezultă amplitudinea tensiunii redresate

$$U_{rm} = \sqrt{2}U_2 \cos\frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{6}}{2}U_2 \tag{2.67}$$

şi amplitudinea tensiunii $u_B$ ($u_B = u_{B1} - u_{B2}$):

$$U_{Bm} = 2\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{6} = \sqrt{2}U_2 \tag{2.68}$$

În intervalul $\omega t_{2-3}$, cînd conduc simultan diodele $D_2$ şi $D_3$, sînt valabile relaţiile

$$u_{22} = u_r + u_{B2};\ u_{23} = u_r + u_{B1};\ u_r = \frac{1}{2}(u_{22} + u_{23}) \tag{2.69}$$

iar diagrama fazorială corespunzătoare este dată în fig. 2.39, *b*. În mod similar se analizează şi celelalte intervale de conducţie simultană a diodelor, rezultînd diagrama fazorială generală din fig. 2.39, *c*. Se constată că într-o perioadă $2\pi$ se obţin 6 „comutări" ale tensiunii $u_r$, deci 6 pulsuri ale acestei tensiuni. Curentul prin sarcină este $2I_0$, unde $I_0$ este curentul debitat de fiecare redresor.

În cazul $m = 3$ şi $d = 4$ se conectează în paralel două grupări derivaţie, cu $d = 2$ şi $m = 3$, utilizînd o bobină de absorbţie, $BA$, conectată între bobinele de absorbţie ale grupărilor componente (fig. 2.40). Adoptînd conexiunea în zig-zag a secundarelor transformatorului, cele două grupări derivaţie sînt alimentate cu sisteme de tensiuni decalate între ele cu $\frac{2\pi/3}{4} = 30°$, ceea ce asigură indicele de pulsaţie $p = md = 3 \cdot 4 = 12$.

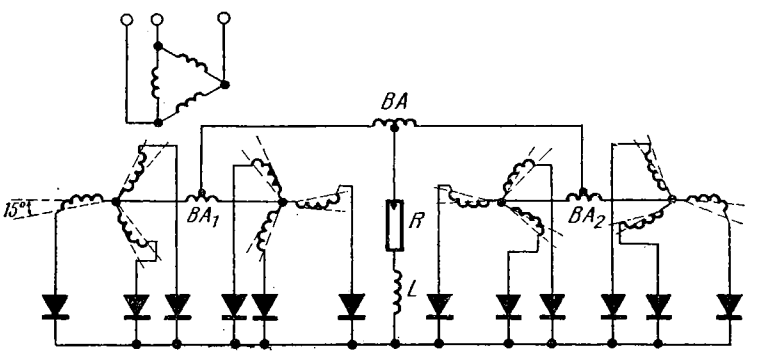



Fig. 2.40. Conexiune în paralel cu $d = 4$ şi $m = 3$.

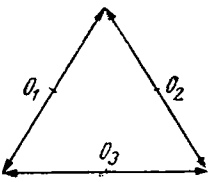



Fig. 2.41. Diagramă fazorială pentru tensiunile pe faze la conexiunea $d = 3$, $m = 2$.

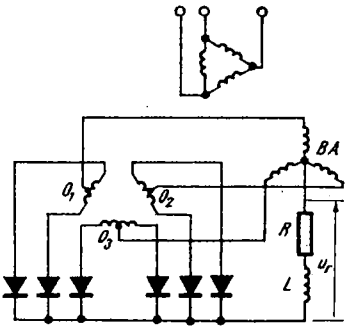



Fig. 2.42. Schema conexiunii în derivație pentru $d = 3$ și $m = 2$.

În cazul $m = 2$, $d = 3$ trebuie format un decalaj de $180/3 = 60°$ între sistemele tensiunilor bifazate (fig. 2.41). Schema conexiunii derivație utilizează o bobină de absorbție, $BA$, cu 3 secțiuni, conectate în stea (fig. 2.42) și furnizează o tensiune redresată cu $p = 2 \cdot 3 = 6$ pulsuri.

### 2.3.2.6. Conexiuni mixte ale redresoarelor polifazate

Din varietatea conexiunilor mixte se utilizează mai frecvent cazul $s = 2$, $d = 2$, $m = 3$, realizat prin legarea în paralel a două punți trifazate (fig. 2.43). Asigurînd alimentarea celor două punți cu sisteme de tensiuni decalate cu

$$\psi = \frac{\frac{2\pi}{m}}{sd} = \frac{120}{2 \cdot 2} = 30°, \qquad (2.69)$$

ca în cazul conexiunilor transformatorului din fig. 2.43, se obține indicele de pulsație $p = m \cdot d \cdot s = 12$.

### 2.3.2.7. Performanțele schemelor uzuale de redresoare polifazate

În tabelul 2.5 sînt prezentați sintetic principalii indicatori de performanță ai redresoarelor polifazate, cu indice de pulsație $p \leqslant 6$. S-a presupus redresorul idealizat, lucrînd pe sarcină $R$—$L$, cu $L = \infty$.

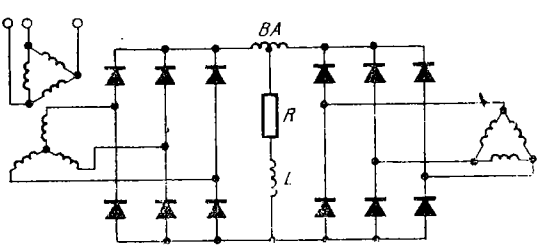



Fig. 2.43. Conexiune mixtă a redresoarelor polifazate ($d = 2$, $s = 2$, $m = 3$).

O ipoteză simplificatoare importantă, făcută la idealizarea redresorului polifazat, a fost cea referitoare la neglijarea tuturor inductivităților din circuitul serie de alimentare pe partea de c.a.: inductivitățile de scăpări ale transformatorului și inductivitatea rețelei de alimentare. Renunțarea la această simplificare impune reanalizarea funcționării redresorului, în perioada de comutație a conducției de la o diodă la alta.

Fie schema de redresare trifazată în stea (fig. 2.44), unde s-a considerat, în serie cu fiecare diodă, inductivitatea echivalentă raportată în secundar, $L_c$, numită *inductivitate de comutație*. Ea include inductivitățile de scăpări ale transformatorului și inductivitatea rețelei de alimentare în c.a.

În prezența inductivității $L_c$, comutația nu mai poate fi instantanee. La trecerea conducției de pe faza *1* pe faza *2*, curentul $i_{a1}$ se anulează și $i_{a2}$ crește la valoarea $I_0$, într-un timp diferit de zero, datorită t.e.m. de autoinducție introduse de inductivitățile $L_c$ în circuitele curenților respectivi. Există un interval pe axa $\omega t$, notat cu $\gamma$ și numit *unghi de comutație* sau *de suprapunere*, în care conduc simultan diodele $D_1$ și $D_2$, fazele respective fiind practic în

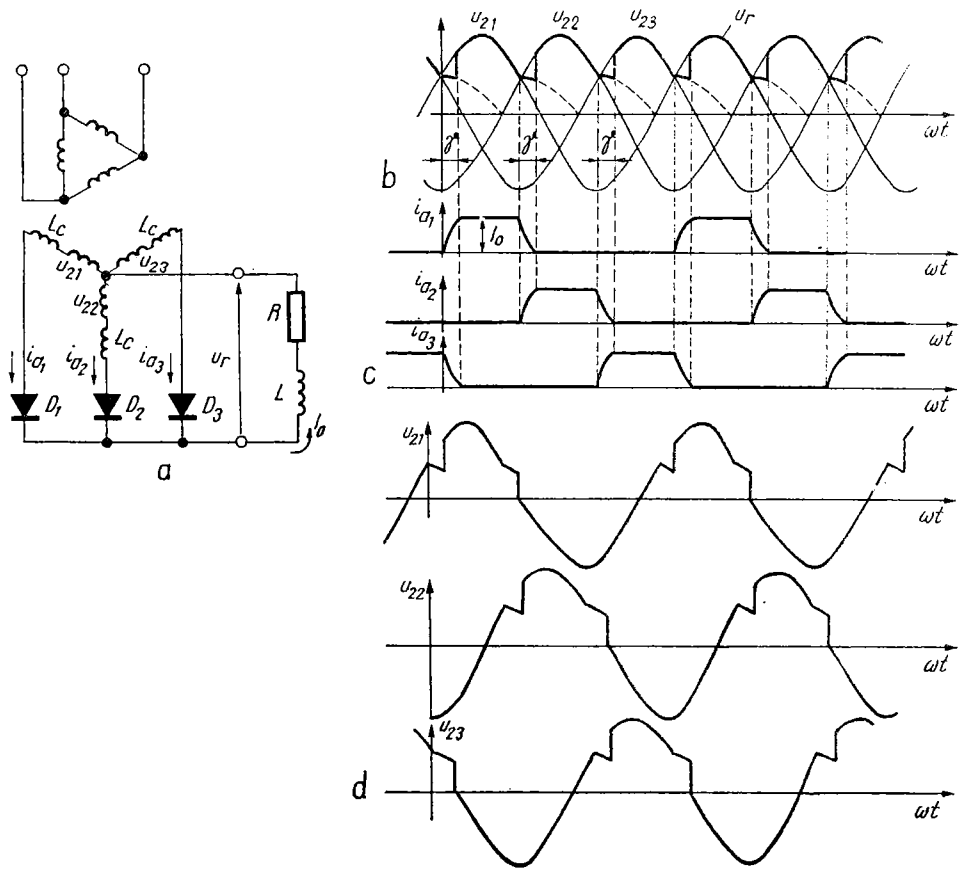
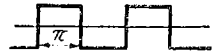
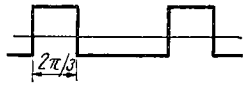
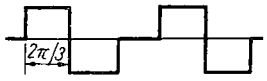
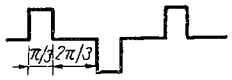


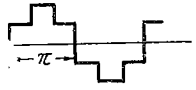
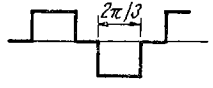
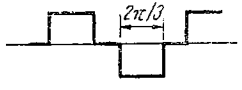
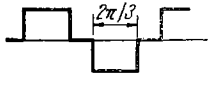
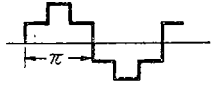
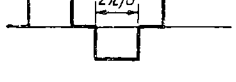

Fig. 2.44. Comutația în redresoare polifazate reale:
*a* — schemă de redresare trifazată în stea; *b* — diagrama tensiunii redresate; *c* — diagramele curenților anodici; *d* — diagramele tensiunilor pe fazele secundarului.

*Tabelul 2.5*

**Indicatorii de performanță ai redresoarelor polifazate**

| Tipul redresorului | Schema redresorului | Forma curentului în înfășurarea primară | Puterea aparentă | | | Prima armonică a tensiunii $u_r$ | | Amperspire de premagnetizare |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | a secundarului | a primarului | a transformatorului | frecvența | amplitudinea | |
| 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Bifazat stea | fig. 2.20, *a* | | 1,57 $P_0$ | 1,11 $P_0$ | 1,34 $P_0$ | 100 | 0,67 $U_0$ | 0,5 $N_2 I_0$ |
| Bifazat conexiune serie (punte monofazată) | fig. 2.35, *c* |  | 1,11 $P_0$ | 1,11 $P_0$ | 1,11 $P_0$ | 100 | 0,67 $U_0$ | — |
| Trifazat triunghi-stea | fig. 2.20, *b* |  | 1,48 $P_0$ | 1,21 $P_0$ | 1,35 $P_0$ | 150 | 0,25 $U_0$ | 0,33 $N_2 I_0$ |
| Trifazat triunghi-stea zig-zag | fig. 2.28, *a* |  | 1,71 $P_0$ | 1,21 $P_0$ | 1,46 $P_0$ | 150 | 0,25 $U_0$ | — |
| Hexafazat triunghi-stea | fig. 2.20, *c* |  | 1,81 $P_p$ | 1,28 $P_0$ | 1,55 $P_0$ | 300 | 0,057 $U_0$ | — |

*Tabelul 2.5* (continuare)

| 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Hexafazat stea-stea | — |   | 1,81 $P_0$ | 1,05 $P_0$ | 1,43 $P_0$ | 300 | 0,057 $U_0$ | 0,33 $N_2 I_0$ |
| Hexafazat triunghi-stea furcă | fig. 2.22 |   | 1,79 $P_0$ | 1,05 $P_0$ | 1,42 $P_0$ | 300 | 0,057$U_0$ | — |
| Conexiune serie $m = 3$, $s = 2$ (primar-stea) | fig. 2.30, *a* (primar-stea) |   | 1,49 $P_0$ | 1,05 $P_0$ | 1,27 $P_0$ | 300 | 0,057 $U_0$ | — |
| Conexiune serie $m = 3$; $s = 2$; punte trifazată (primar triunghi) | fig. 2.33 |   | 1,05 $P_0$ | 1,05 $P_0$ | 1,05 $P_0$ | 300 | 0,057 $U_0$ | — |
| Idem-primar stea, secundar triunghi | — |   | 1,05 $P_0$ | 1,05 $P_0$ | 1,05 $P_0$ | 300 | 0,057 $U_0$ | — |
| Conexiune derivație $m = 3$, $d = 2$ (primar triunghi) | fig. 2.38, *a* |   | 1,48 $P_0$ | 1,05 $P_0$ | 1,26 $P_0$ | 300 | 0,057 $U_0$ | — |

scurtcircuit. În acest interval se pot scrie relațiile

$$i_{a1} + i_{a2} = I_0 \tag{2.70}$$

$$L_c \frac{\mathrm{d}i_{a1}}{\mathrm{d}t} + u_r = u_{21} \tag{2.71}$$

$$L_c \frac{\mathrm{d}i_{a2}}{\mathrm{d}t} + u_r = u_{22} \tag{2.72}$$

Din însumarea relațiilor (2.71) și (2.72) se obține

$$u_r = \frac{u_{21} + u_{22}}{2} - \frac{L_c}{2} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} (i_{a1} + i_{a2}) = \frac{u_{21} + u_{22}}{2} - \frac{L_c}{2} \frac{\mathrm{d}I_0}{\mathrm{d}t} =$$

$$= \frac{u_{21} + u_{22}}{2} = \frac{u_{23}}{2} \tag{2.73}$$

întrucît $I_0 = \text{const}$. În unghiul de suprapunere $\gamma$, tensiunea redresată este media tensiunilor pe fazele ce comută, fiind figurată în diagrama din fig. 2.44,*b* pe segmentele de sinusoide desenate cu linie întreruptă. Se constată că se modifică forma tensiunii redresate $u_r$, față de cazul redresorului idealizat. De asemenea, se modifică și forma tensiunilor pe fazele secundarului (fig. 2.44, *d*), deci și ale primarului, avînd drept consecință introducerea unei componente de putere deformantă în rețeaua de c.a.

Pentru evaluarea cantitativă a unghiului $\gamma$ se integrează sistemul ecuațiilor diferențiale (2.71) și (2.72). Eliminînd tensiunea $u_r$ se obține

$$L_c \left( \frac{\mathrm{d}i_{a1}}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}i_{a2}}{\mathrm{d}t} \right) = u_{22} - u_{21} \tag{2.74}$$

sau

$$2L_c \frac{\mathrm{d}i_{a1}}{\mathrm{d}t} = u_{22} - u_{21} \tag{2.75}$$

deoarece, prin derivarea ecuației (2.70), rezultă $\frac{\mathrm{d}i_{a1}}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}i_{a2}}{\mathrm{d}t}$.

Introducînd mărimile

$$u_{21} = \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) = \sqrt{2}U_2 \left( \cos \omega t \cos \frac{\pi}{m} - \sin \omega t \sin \frac{\pi}{m} \right) \tag{2.76}$$

$$u_{22} = \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) = \sqrt{2}U_2 \left( \cos \omega t \cos \frac{\pi}{m} + \sin \omega t \sin \frac{\pi}{m} \right) \tag{2.77}$$

în ecuația (2.75), rezultă

$$\frac{\mathrm{d}i_{a1}}{\mathrm{d}t} = -\frac{\sqrt{2}U_2}{L_c} \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t \tag{2.78}$$

Soluția acestei ecuații este

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L_c} \sin \frac{\pi}{m} \cos \omega t + C \tag{2.79}$$

unde constanta de integrare $C$ se deduce din condiția inițială:

$$(i_{a1})_{t=0} = I_0 \tag{2.80}$$

Se obțin în final ecuațiile curenților $i_{a1}$ și $i_{a2}$, în intervalul de comutație $\gamma$:

$$i_{a1}(\omega t) = I_0 - \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L_c} \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \omega t) \tag{2.81}$$

$$i_{a2}(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L_c} \sin \frac{\pi}{m} (1 - \cos \omega t) \tag{2.82}$$

Unghiul $\gamma$ se obține din condiția $i_{a1}(\gamma) = 0$:

$$1 - \cos \gamma = \frac{\omega L_c I_0}{\sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \tag{2.83}$$

Se observă că unghiul de comutație $\gamma$ depinde de variabila $I_0$ și de parametrii $L_c$, $m$ și $U_2$. El crește cu $I_0$, $L_c$, $m$ și scade cu $U_2$. Notînd cu $X_c = \omega L_c$ *reactanța de comutație*, în fig. 2.45 este dată dependența $\gamma = f\left(\frac{I_0 X_c}{\sqrt{2}}\right)$, pentru diverse valori ale lui $m$.

Valoarea tensiunii continue $U_0$, în cazul comutației reale, este mai mică decît la redresorul idealizat, deoarece din valoarea integralei pe o perioadă $2\pi/m$ a tensiunii redresate ideale, se scade aria hașurată în fig. 2.46, corespunzătoare unghiului de comutație. Ținînd cont de forma reală a tensiunii $u_r$ (fig. 2.46), componenta continuă se deduce cu relația

$$U_0 = \sqrt{2}U_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} - \int_{-\pi/m}^{-\pi/m+\gamma} [u_{22}(\omega t) - u_r(\omega t)] \, d\omega t \tag{2.84}$$

Înlocuind $u_r = \frac{1}{2}(u_{21} + u_{22}) = \sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t$ rezultă

$$U_0 = \sqrt{2}U_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \left(\frac{1 - \cos \gamma}{2}\right) = \sqrt{2}U_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \cos^2 \frac{\gamma}{2} \tag{2.85}$$

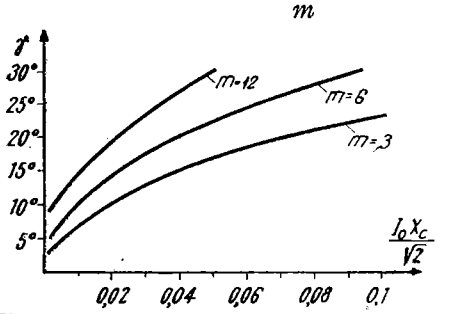



Fig. 2.45. Dependența unghiului de comutație de curentul redresat, reactanța de comutație și numărul de faze.

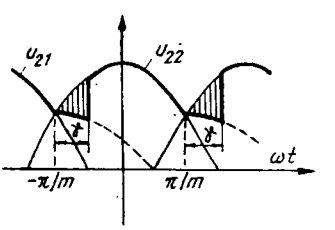



Fig. 2.46. Explicativă la determinarea tensiunii continue $U_0$ la redresorul trifazat real.

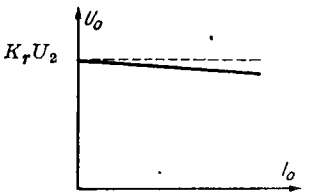



Fig. 2.47. Caracteristica externă a redresorului polifazat cu comutație reală.

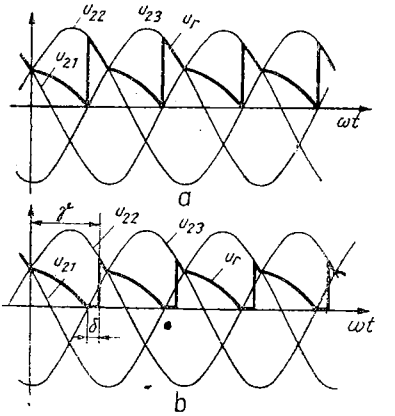



Fig. 2.48. Comutația multiplă la redresorul trifazat: *a* — cazul limită al comutației simple; *b* — cazul comutației multiple.

Cu cît crește $I_0$, cu atît se mărește $\gamma$, deci scade tensiunea $U_0$ datorită factorului $\cos^2 \frac{\gamma}{2}$. Prin urmare, datorită comutației, cît și datorită pierderilor în transformator și pe diode, caracteristica externă $U_0 = f(I_0)$ nu este orizontală, cum rezultă la redresorul ideal, ci are o înclinare (fig. 2.47).

Atunci cînd curentul $I_0$ crește foarte mult și/sau reactanța $X_c$ este mare, unghiul $\gamma$ poate atinge 90° (fig. 2.48, *a*). Pînă în această situație, comutația se numește *simplă*. Dacă unghiul $\gamma$ depășește 90°, atunci — la trecerea conducției de pe faza *1* pe faza *2* — valoarea instantanee a tensiunii pe faza *3* tinde să devină mai mare decît $u_r$ și dioda $D_3$ intră în conducție, pe intervalul $\delta = \gamma - 90°$ (fig. 2.48, *b*). În intervalul $\delta$ conduc simultan toate cele trei diode și rezultă $u_r = 0$. Comutația se numește, în acest caz, comutație *multiplă*.

Notînd cu $I_{0sc}$ curentul de scurtcircuit al redresorului și $U_{0g}$ — tensiunea continuă în gol, caracteristica externă a redresorului real, în regim de curenți mari, este dată în fig. 2.49. Punctul $M$ corespunde trecerii de la comutația simplă la comutația multiplă.

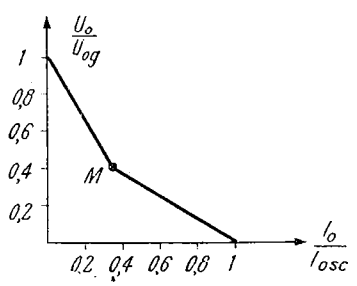



Fig. 2.49. Caracteristica externă a redresorului real în regim de curenți mari.

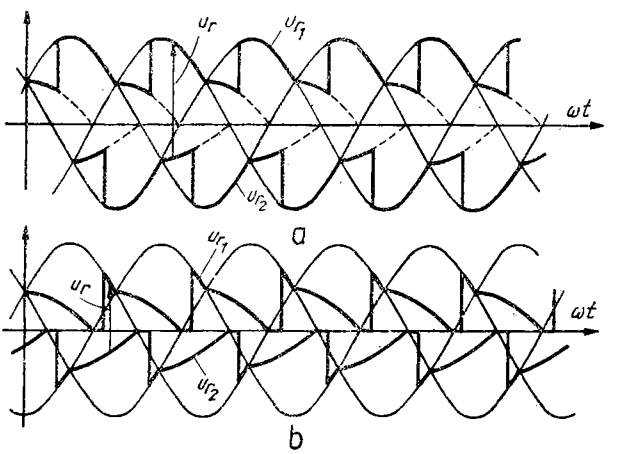



Fig. 2.50. Diagramele tensiunilor redresate la o punte trifazată:
*a* — comutație simplă; *b* — comutație multiplă.

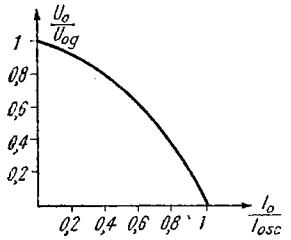



Fig. 2.51. Caracteristica externă a punții trifazate cu comutație reală.

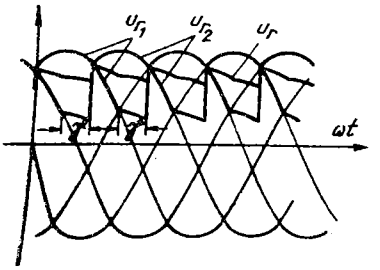



Fig. 2.52. Curba tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$, și $u_r$ la conexiunea derivație ($d = 2$, $m = 3$), în cazul comutației reale.

Analiza comutației reale se face în mod similar și la celelalte tipuri de redresoare. În fig. 2.50 sînt date diagramele tensiunilor redresate la o punte trifazată, în cazul comutației simple și al comutației multiple. Se observă că pentru cele două redresoare conectate în serie (policatodic și polianodic), se construiesc tensiunile redresate $u_{r1}$ și $u_{r2}$, ca în cazul schemei precedente. Valoarea instantanee a tensiunii $u_r$, la bornele sarcinii, corespunde verticalelor cuprinse între curbele $u_{r1}$ și $u_{r2}$ ($u_r = u_{r1} + u_{r2}$). Caracteristica externă $U_0/U_{0g} = f(I_0/I_{0sc})$ a punții trifazate cu comutație reală este dată în fig. 2.51.

În cazul conexiunii derivație din fig. 2.38, *a*, curba tensiunilor $u_{r1}$ și $u_{r2}$, pentru o valoare particulară a unghiului $\gamma$ (de exemplu $\gamma = 30$ în fig. 2.52), se trasează ca la un redresor trifazat obișnuit, apoi, se construiește curba

$$u_r = \frac{1}{2}(u_{r1} + u_{r2}).$$

## 2.4. MUTATOARE CU COMUTAȚIE FORȚATĂ EXTERNĂ

### 2.4.1. INTRODUCERE

Comutația forțată se realizează la mutatoarele echipate cu tiristoare, unde intrarea în conducție a unui ventil și, eventual, blocarea ventilului aflat în conducție, sînt subordonate comenzii date pe grilele tiristoarelor. Energia reactivă necesară comutației forțate este preluată din exterior, mutatorul neavînd dispozitive proprii (circuite de blocare) care să furnizeze această energie.

Expunerea problematicii mutatoarelor cu comutație forțată externă se va face pentru schema cu 3 pulsuri, care stă la baza majorității circuitelor din electronica de putere. Pentru celelalte scheme, cu $p > 3$ pulsuri ($p = s \cdot 3$; $s = 2,4$ sau $p = d \cdot 3$), cît și pentru schemele cu două pulsuri se vor prezenta numai aspectele specifice.

### 2.4.2. COMANDA PE GRILĂ ÎN REDRESOARELE MONOFAZATE

Pentru ilustrarea unor noțiuni fundamentale privind utilizarea tiristoarelor în mutatoare, se consideră cel mai simplu redresor comandat, în schema monofazată, monoalternanță, cu sarcină rezistivă (fig. 2.53). El conține un dispozitiv de comandă pe grilă, *DCG*, la intrarea căruia se aplică semnalul

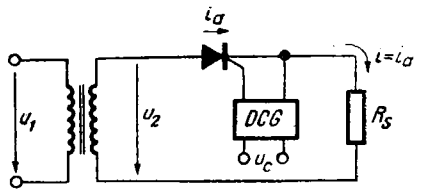
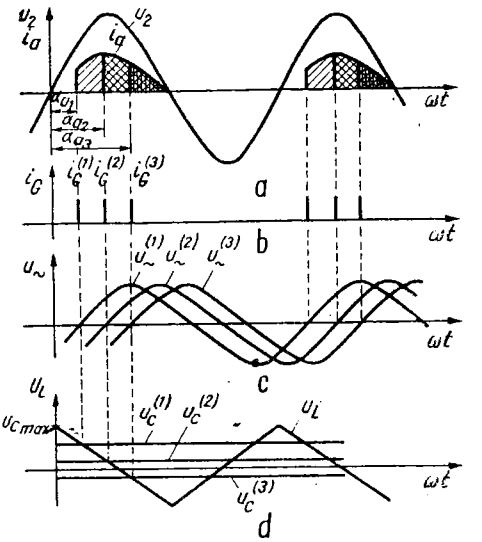



Fig. 2.53. Schemă de redresor monofazat comandat.



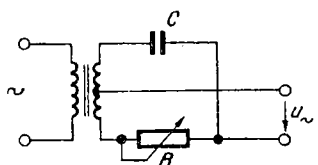




Fig. 2.54. Comanda pe orizontală la redresoarele monofazate:

*a* — diagrama tensiunii din secundar și a curentului anodic; *b* — diagrama impulsurilor pe grilă; *c* — diagrama tensiunii cu fază reglabilă; *d* — formarea impulsurilor de comandă pe grilă prin intermediul tensiunii liniar variabile în timp; *e* — circuit defazor.

de comandă, $u_c$. Scopul urmărit este ajustarea tensiunii continue la bornele sarcinii, prin intermediul tensiunii de comandă $u_c$. După modul cum *DCG* realizează amorsarea tiristorului, există două metode de comandă pe grilă: *comanda pe orizontală* și *comanda pe verticală*.

Dispozitivul de comandă pe grilă transmite impulsurile $i_G$ pe grila tiristorului, la fiecare semialternanță pozitivă a tensiunii $u_2$ (fig. 2.54). Aceste impulsuri produc amorsarea tiristorului. Pînă la aplicarea impulsului $i_G$, curentul $i_a$ prin tiristor este nul. După deschiderea tiristorului, curentul variază proporțional cu tensiunea aplicată $u_2$. Intervalul $\omega t$ cuprins între începutul semialternanței pozitive și apariția impulsului $i_G$, care produce amorsarea tiristorului, se numește *unghi de amorsare* și s-a notat cu $\alpha_a$. Din fig. 2.54 se observă că modificarea unghiului de amorsare se realizează prin modificarea fazei impulsurilor $i_G$. Astfel, impulsurile $i_G^{(1)}$ realizează unghiul de amorsare $\alpha_{a1}$ și curentul mediu prin tiristor este proporțional cu suprafața dintre curba $i_a$ și abscisă. Tensiunea continuă pe rezistența de sarcină, proporțională cu curentul mediu, rezultă mai mică decît în cazul cînd unghiul de amorsare este zero, adică la redresorul necomandat. Dacă unghiul de amorsare crește la valoarea $\alpha_{a2}$, corespunzătoare impulsurilor $i_G^{(2)}$, curentul continuu scade la o valoare proporțională cu suprafața dublu hașurată. Deci, prin ajustarea fazei impulsurilor de comandă se poate modifica unghiul de amorsare de la 0° la 180° și tensiunea continuă variază de la 100% la zero. Acest principiu este valabil în ambele metode de comandă pe grilă (comanda pe orizontală și comanda pe verticală).

La comanda pe orizontală, modificarea fazei impulsurilor $i_G$ se face prin deplasarea pe orizontală a unei tensiuni alternative de comandă. În fig. 2.54

este prezentată această tensiune, $u_{\sim}$, cu defazaj reglabil. *DCG* este astfel construit, încît se generează impulsurile $i_G$ în momentul trecerii tensiunii $u_{\sim}$ prin zero, de la valori negative spre valori pozitive. Ajustarea fazei semnalului $u_{\sim}$ se poate face cu ajutorul unor circuite de defazare, așa cum este cel din fig. 2.54, *e*. În acest caz, comanda defazajului, deci și a tensiunii redresate, se face printr-o acțiune de reglare manuală asupra reostatului *R*. Dacă se impune ca tensiunea continuă să fie ajustată printr-un semnal de comandă $u_c$, *DCG* va conține un oscilator electronic, care generează o tensiune periodică liniar variabilă în timp, $u_L$, precum și un circuit ce formează un impuls de comandă, $i_G$, atunci cînd se produce intersectarea tensiunilor $u_L$ și $u_c$, pe partea descendentă a tensiunii $u_L$ (fig. 2.54, *d*). Modificarea tensiunii de comandă conduce la modificarea corespunzătoare a fazei impulsurilor $i_G$.

Comanda pe verticală a redresoarelor monofazate cu tiristoare este ilustrată în fig. 2.55. Atunci cînd tensiunea de comandă este egală cu zero, impulsul de comandă $i_G$ se formează la intersecția cu abscisa (pe porțiunea ascendentă) a unei tensiuni alternative, $u_{\sim}$, defazată cu 90° față de tensiunea $u_2$. Deci, unghiul de amorsare a tiristorului este 90°.

Dacă $u_c \neq 0$ se realizează însumarea tensiunii alternative $u_{\sim}$ cu tensiunea continuă de comandă $u_c$. Tensiunea rezultată, reprezentată grafic, are forma tensiunii $u_{\sim}$, însă este deplasată pe verticală cu valoarea tensiunii de comandă $u_c$. Modificarea tensiunii $u_c$, la valori pozitive sau negative, conduce la deplasarea pe verticală a tensiunii $u_{\sim}$, deci la ajustarea fazei impulsurilor de comandă $i_G$. Atunci cînd $u_c$ crește, unghiul de amorsare scade și tensiunea continuă obținută crește.

În evaluarea comparativă a performanțelor redresoarelor cu comandă pe orizontală față de cele cu comandă pe verticală, un criteriu important este forma dependenței tensiunii continue $U_{0\alpha}$ de semnalul de comandă $u_c$. Expresia tensiunii continue $U_{0\alpha}$ la un redresor comandat monofazat cu sarcină rezistivă este

$$U_{0\alpha} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_r \, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha_a}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \, \mathrm{d}(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi}(1 + \cos \alpha_a) \qquad (2.86)$$

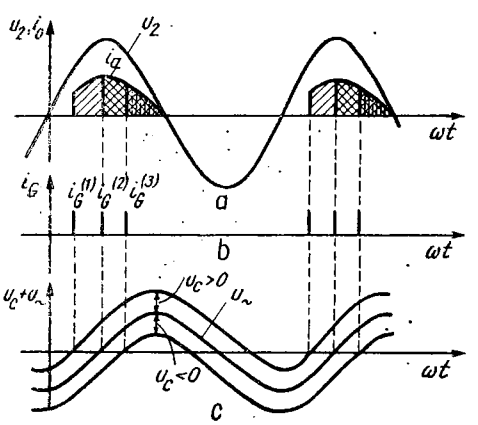



Fig. 2.55. Comanda pe verticală a redresoarelor monofazate:

*a* — diagrama tensiunii din secundar și a curentului anodic; *b* — diagrama impulsurilor pe grilă; *c* — formarea impulsurilor pe grilă prin deplasarea pe orizontală a tensiunii alternative.

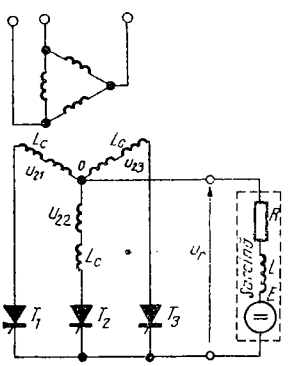



Fig. 2.56. Schema generală a unui mutator cu 3 pulsuri.

La comanda pe orizontală, unghiul de amorsare $\alpha_a$ este legat de tensiunea de comandă $u_c$ prin relația (v. fig. 2.54, *d*)

$$\alpha_a = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{u_c}{u_{c\ max}}\right) \tag{2.87}$$

Înlocuind în relația (2.86) rezultă

$$U_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi}\left(1 + \sin\frac{\pi u_c}{2u_{c\ max}}\right) \tag{2.88}$$

deci dependența $U_0 = f(u_c)$ este neliniară.
La comanda pe verticală, considerînd că tensiunea de comandă maximă, $u_{c\ max}$ este egală cu amplitudinea tensiunii $u_{\sim}$, relația între unghiul de amorsare și tensiunea $u_c$ este

$$\alpha_a = \arccos\left(\frac{u_c}{u_{c\ max}}\right) \tag{2.89}$$

Înlocuind în relația (2.86) se obține

$$U_0 = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi}\left(1 + \frac{u_c}{u_{c\ max}}\right) \tag{2.90}$$

deci, dependența $U_0 = f(u_c)$ este liniară. Această proprietate reprezintă un avantaj important al comenzii pe verticală față de comanda pe orizontală.

### 2.4.3. MUTATOARE CU TREI PULSURI

Schema generală analizată este dată în fig. 2.56, în care $L_c$ este inductivitatea de comutație iar sarcina poate fi, în cazul cel mai general, de tip *R-L-E*, unde $E$ este tensiunea electromotoare a unei surse. Se vor considera succesiv mai multe variante de sarcină, precum și ipotezele $L_c = 0$ sau $L_c \neq 0$.

#### 2.4.3.1. Funcționarea mutatorului cu $L_c = 0$, pe sarcină R

Se presupune mutatorul idealizat și $L = 0$, $E = 0$. Diagramele tensiunilor și ale curenților de grilă, la diverse valori ale unghiului de amorsare, $\alpha_a$, sînt date în fig. 2.57. Menționăm că întotdeauna, *referința pentru măsurarea unghiului de amorsare este punctul de comutație naturală.*

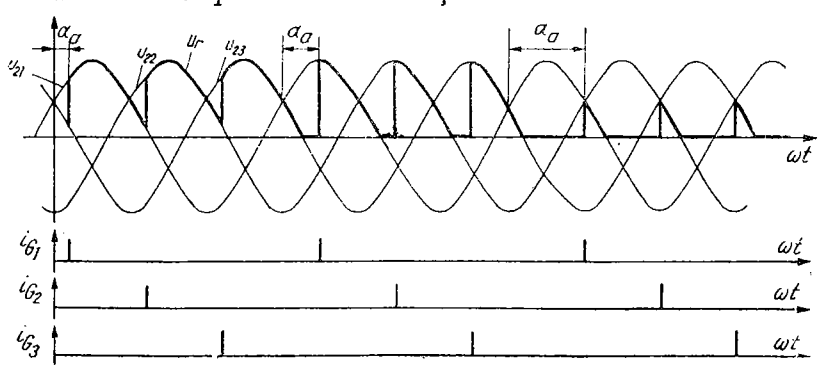



Fig. 2.57. Diagrama tensiunii redresate și a impulsurilor de grilă, la diferite unghiuri de aprindere.

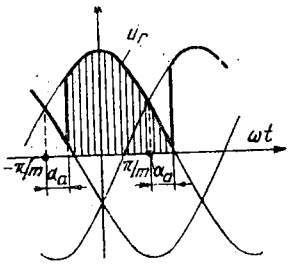



Fig. 2.58. Explicativă la calculul tensiunii continue pentru $\alpha_a < \alpha_{acr}$.

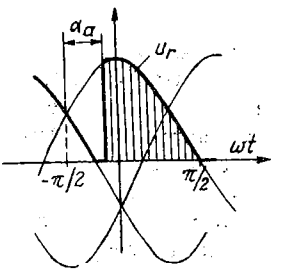



Fig. 2.59. Explicativă la calculul tensiunii continue pentru $\alpha_a > \alpha_{acr}$.

Se observă că pentru $0 \leqslant \alpha_a < 30°$, regimul de conducție este fără pauză de curent în sarcină (conducție neîntreruptă). Pentru $\alpha_a \geqslant 30$, funcționarea redresorului comandat este cu pauză de curent. Unghiul de amorsare $\alpha_{a,cr}$, care separă cele două regimuri de conducție se numește *unghi critic*. În cazul general,

$$\alpha_{a,cr} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \tag{2.91}$$

Pentru $m = 3$, rezultă $\alpha_{a,cr} = 30°$.

Calculul tensiunii continue la ieșirea redresorului comandat, $U_{0\alpha}$, în cazul cînd $\alpha_a < \alpha_{a,cr}$, se face ținînd cont de forma tensiunii redresate, dată în fig. 2.58:

$$U_{0\alpha} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha_a}^{\frac{\pi}{m}+\alpha_a} \sqrt{2}U_2 \cos \omega t \, d\omega t = \sqrt{2}U_2 \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \cos \alpha_a = U_0 \cos \alpha_a \tag{2.92}$$

unde $U_0$ este tensiunea continuă obținută la redresorul cu comutație naturală (necomandat).

Atunci cînd $\alpha_a > \alpha_{a,cr}$, determinarea tensiunii $U_{0\alpha}$, cunoscînd forma tensiunii $u_r$ (fig. 2.59), se face astfel:

$$U_{0\alpha} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha_a}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}U_2 \cos \omega t \, d\omega t = \sqrt{2}U_2 \frac{m}{2\pi}\left[1 - \sin\left(\alpha_a - \frac{\pi}{m}\right)\right] \tag{2.93}$$

Se constată că valoarea $U_{0\alpha} = 0$ se obține pentru $\alpha_a - \frac{\pi}{m} = \frac{\pi}{2}$, adică la $\alpha_a = 90 + 60 = 150°$ (pentru $m = 3$).

Caracteristica statică a redresorului comandat cu trei pulsuri, cu sarcină rezistivă, $U_{0\alpha} = f(\alpha_a)$, este dată în fig. 2.60. În domeniul $I$ redresorul lucrează fără pauză de curent și are expresia analitică a caracteristicii de forma (2.92). În domeniul $II$, redresorul lucrează cu pauză de curent (curent întrerupt în sarcină), iar caracteristica are expresia analitică (2.93).

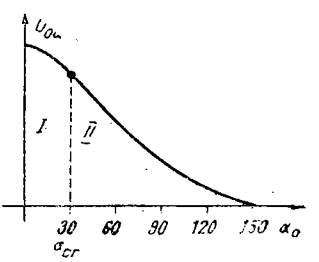



Fig. 2.60. Caracteristica statică a redresorului comandat cu 3 pulsuri și sarcină rezistivă.

### 2.4.3.2. Funcționarea mutatorului cu $L_c = 0$, pe sarcină $R - L$ $(L = \infty)$

Schema mutatorului și diagramele tensiunilor și curenților sînt date în fig. 2.61. În circuitul tiristorului aflat în conducție vor acționa două tensiuni electromotoare: tensiunea de inducție mutuală de pe faza respectivă a secundarului și tensiunea electromotoare de autoinducție, dată de sarcina inductivă. Întrucît inductivitatea $L$ se consideră foarte mare (la limită $L \to \infty$), tensiunea electromotoare de autoinducție determină o tensiune anodică pozitivă a tiristorului în funcțiune, deci prelungirea conducției acestuia, chiar dacă valoarea instantanee a tensiunii pe fază este negativă.

Valoarea medie a tensiunii redresate este

$$U_{0\alpha} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha_a}^{\frac{\pi}{m}+\alpha_a} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \, \mathrm{d}(\omega t) = U_0 \cos \alpha_a \qquad (2.94)$$

Ea corespunde sumei algebrice a suprafețelor hașurate în fig. 2.61, *b*. Se observă că pentru $\alpha_a = 90°$ rezultă $U_{\alpha 0} = 0$, deci domeniul de variație a unghiului de amorsare este $[0,90°)$.

Atunci cînd $\alpha_a \geqslant 90°$ toate tiristoarele rămîn blocate, deoarece funcționarea lor ar însemna o tensiune $U_{0\alpha}$ negativă, care — la sarcina $RL$ a mutatorului — ar determina un curent invers sensului de conducție al tiristoarelor.

În schema din fig. 2.61, mutatorul funcționează fără pauză de curent în sarcină. Dacă se dorește obținerea unui regim de funcționare similar celui din schema cu sarcină rezistivă (la $\alpha_a < \alpha_{a,cr}$ — fără pauză de curent; la $\alpha_{a,cr} \leqslant \alpha_a < 150°$ — cu pauză de curent), se utilizează mutatorul cu „diodă de descărcare" (de fugă) (fig. 2.62). Dioda de descărcare intră în conducție atunci cînd tensiunea pe faza care a condus devine negativă, iar t.e.m. de autoinducție pe sarcina $L$ are polaritatea plus la neutrul 0 și minus — la punctul policatodic. În momentul respectiv se produce comutația de la tiristorul aflat în conducție pe faza respectivă la dioda de descărcare. Aplicînd impulsul de comandă pe grilă la următorul tiristor, se produce comutația între dioda de descărcare și tiristorul de pe faza ce intră în conducție.

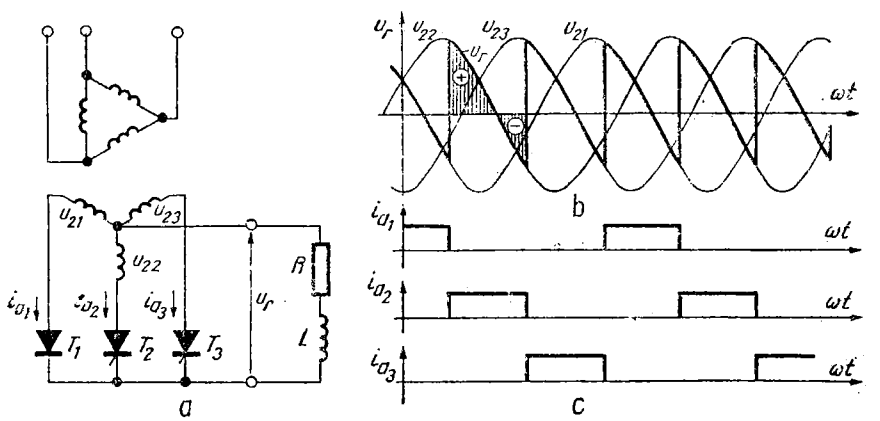



Fig. 2.61. Mutator cu $L_c = 0$ și sarcină $R - L$ $(L = \infty)$:
*a* — schema mutatorului; *b* — diagrama tensiunii redresate; *c* — diagrama curenților anodici.

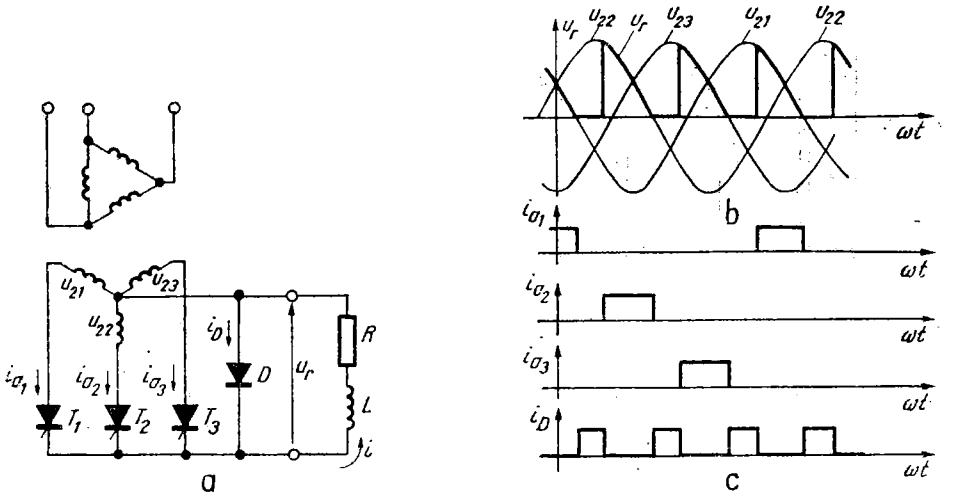



Fig. 2.62. Mutator cu „diodă de descărcare":
*a* — schema; *b* — diagrama tensiunii redresate; *c* — diagrama curenților prin tiristoare și diodă.

Relațiile (2.92) și (2.93) pentru tensiunea $U_{0\alpha}$ rămîn valabile și în cazul schemei analizate. Spre deosebire de mutatorul cu sarcină $RL$, fără diodă de descărcare, unde comutația este de tip tiristor-tiristor, în cazul schemei cu diodă de descărcare, comutația este de tip tiristor-tiristor, pentru $\alpha_a < \alpha_{a,\,cr}$, și de tip tiristor-diodă și diodă-tiristor — pentru $\alpha_{a,\,cr} < \alpha_a < 150°$.

### 2.4.3.3. Funcționarea mutatorului cu $L_c \neq 0$ și sarcină $R - L$ $(L = \infty)$

Se vor analiza cele două variante ale mutatorului: fără și cu diodă de descărcare.

*Comutația tiristor-tiristor, în cazul schemei fără diodă de descărcare,* se face în mod similar comutației naturale, cu deosebirea că se produce cu un decalaj egal cu $\alpha_a$ față de punctul de comutație naturală. Prin urmare, la aplicarea impulsului de amorsare pe grila tiristorului $T_2$ se produce amorsarea acestuia și urmează un interval $\gamma$ de conducție suprapusă cu $T_1$, cînd tensiunea $u_r$ este egală cu media tensiunilor $u_{21}$ și $u_{22}$ (fig. 2.63). Tensiunea continuă $U_{0\alpha}$ devine

$$U_{0\alpha} = \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha_a}^{\frac{\pi}{m}+\alpha_a} u_r(\omega t)\, \mathrm{d}\omega t =$$

$$= \frac{1}{\frac{2\pi}{m}} \left[ \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha_a}^{-\frac{\pi}{m}+\alpha_a+\gamma} \frac{u_{21}(\omega t) + u_{22}(\omega t)}{2}\, \mathrm{d}\omega t + \int_{-\frac{\pi}{m}+\alpha_a+\gamma}^{\frac{\pi}{m}+\alpha_a} u_{22}(\omega t)\, \mathrm{d}\omega t \right] =$$

$$= \frac{U_0}{2} [\cos \alpha_a + \cos (\alpha_a + \gamma)] \qquad (2.95)$$

fiind mai mică decît în cazul comutației ideale.

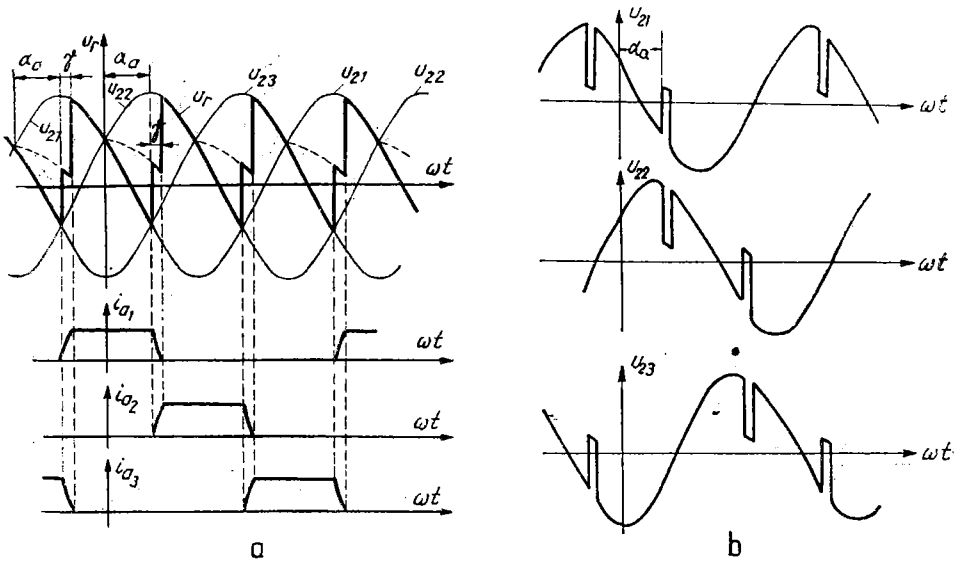



Fig. 2.63. Funcționarea mutatorului cu $L_c \neq 0$ și sarcină $R-L$ $(L=\infty)$:
*a* — tensiunea redresată; *b* — curenții anodici; *c* — tensiunea pe fazele secundarului.

*Comutația tiristor-tiristor în schema cu diodă de descărcare*, atunci cînd $\alpha_a < \alpha_{a,cr}$ este identică cu cea din cazul analizat în fig. 2.63. Dacă $\alpha_a > \alpha_{a,cr}$, se produc comutații reale tiristor-diodă și diodă-tiristor. Așa cum se observă din fig. 2.64, în intervalul $\gamma_1$ conduc simultan tiristorul care se blochează și dioda $D$, care intră în conducție. Tensiunea $u_r$ în intervalul $\gamma_1$ este egală cu zero, deoarece dioda $D$ este în conducție. Analizînd comutația tiristor $T_1$-dioda $D$, în intervalul $\gamma_1$, se poate scrie teorema a II-a a lui Kirchhoff pe faza *1*:

$$u_{21} = L_c \frac{di_{a1}}{dt} \tag{2.96}$$

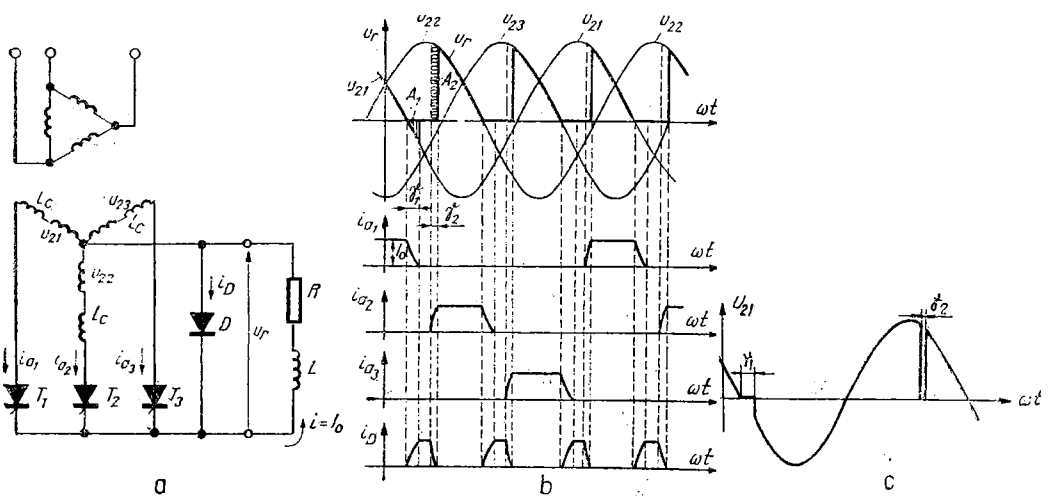



Fig. 2.64. Procese de comutație la mutatorul cu 3 pulsuri:
*a* — schema mutatorului; *b* — tensiunea redresată și curenții prin tiristoare și diodă; *c* — tensiunea pe faza secundarului.

sau

$$u_{21}\,dt = L_c\,di_{a1};\quad u_{21}\,d(\omega t) = \omega L_c\,di_{a1};$$

$$u_{21}\,d(\omega t) = X_c\,di_{a1} \qquad (2.97)$$

Integrînd pe intervalul $\gamma_1$, rezultă:

$$\int_0^{\gamma_1} u_{21}\,d(\omega t) = X_c\int_0^{\gamma_1} di_{a1} = X_c i_{a1}\Big|_0^{\gamma_1} =$$

$$= X_c(0 - I_0) = -X_c I_0 \qquad (2.98)$$

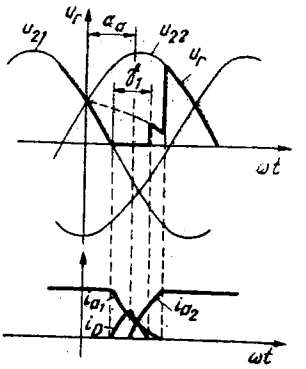



Fig. 2.65. Comutația multiplă la mutatorul cu 3 pulsuri cu diodă de descărcare.

Integrala $\int_0^{\gamma_1} u_{21}\,d(\omega t)$ reprezintă aria $A_1$, cu semn schimbat (fig. 2.64, *b*).

În intervalul $\gamma_2$, de comutație diodă-tiristor $T_2$, putem scrie

$$u_{22} = L_c\frac{di_{a2}}{dt} \qquad (2.99)$$

și rezultă, în mod similar,

$$\int_0^{\gamma_2} u_{22}\,d(\omega t) = X_c I_0 \qquad (2.100)$$

Integrala $\int_C^{\gamma_2} u_{22}\,d(\omega t)$ reprezintă aria $A_2$ (fig. 2.64, *b*), egală cu $A_1$. Este ușor de remarcat că unghiul de comutație $\gamma_1$ este independent de comanda $\alpha_a$, fiind determinat de produsul $X_c I_0$, pe cînd $\gamma_2$ depinde de unghiul de amorsare $\alpha_a$. Întrucît $A_2 = A_1$, $\gamma_2$ este cu atît mai mic, cu cît valoarea instantanee a tensiunii pe faza ce preia conducția este mai mare.

Pentru valori ale unghiului de amorsare apropiate de $\alpha_{a,cr}$ (însă mai mari ca $\alpha_{a,cr}$), este posibil să se obțină o comutație multiplă (fig. 2.65). Dacă impulsul de amorsare a tiristorului următor apare în unghiul $\gamma_1$, urmează un interval de conducție simultană a lui $T_1$, $T_2$ și $D$, cînd $u_r = 0$, după care dioda blocîndu-se, conduc simultan $T_1$ și $T_2$, pînă la epuizarea procesului de comutație.

### 2.4.3.4. Funcționarea mutatorului cu sarcină $R$–$L$ ($L$ finit)

Pentru simplificarea prezentării se presupune reactanța de comutație neglijabilă. Energia reactivă acumulată în sarcina inductivă, depinzînd de inductivitatea $L$ și curentul mediu $I_0$, poate fi sau nu suficientă pentru prelungirea conducției pînă la aplicarea următorului impuls de amorsare. Aceasta depinde, evident, și de valoarea unghiului de amorsare: cu cît el este mai mare, cu atît energia reactivă necesară prelungirii conducției este mai mare. Cele arătate își găsesc ilustrarea în diagrama din fig. 2.66. Se consideră la început $\alpha_a =$ = const, de exemplu $\alpha_a = 60°$. La valori mari ale curentului mediu $I_0$ (adică, valori mici ale lui $R$), regimul de funcționare este fără pauză de curent în sar-

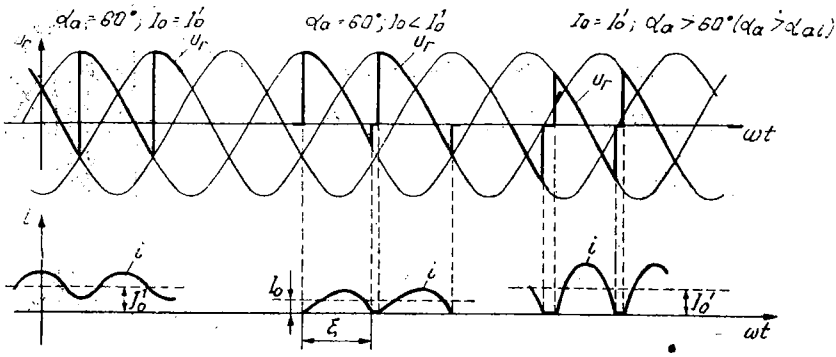



Fig. 2.66. Funcționarea mutatorului cu sarcină $RL$ ($L$ finit).

cină. Cînd curentul mediu $I_0$ este mic, se obține regimul cu pauză de curent, valoarea instantanee $i$ a curentului prin sarcină fiind sub formă de impulsuri cu deschiderea $\xi$. Fie acum $I_0 = \text{const}$, egal cu $I_0^1$ (fig. 2.66), și un unghi de amorsare mai mare. Pentru $\alpha_a$ mai mare decît o valoare, notată cu $\alpha_{ai}$, se poate obține, de asemenea, regimul cu pauză de curent în sarcină. Tratarea analitică a mutatorului conduce la următoarea expresie a unghiului de amorsare $\alpha_{ai}$, în funcție de parametrii sarcinii $L$ și $R$:

$$\alpha_{ai} = \operatorname{arctg} \frac{\cos\frac{\pi}{3}\operatorname{tg}\psi + \sin\frac{\pi}{3} - \left(\cos\frac{\pi}{3}\operatorname{tg}\psi - \sin\frac{\pi}{3}\right)\exp\left(-\frac{2\pi}{3}\operatorname{tg}\psi\right)}{\sin\frac{\pi}{3}\operatorname{tg}\psi - \cos\frac{\pi}{3} + \left(\sin\frac{\pi}{3}\operatorname{tg}\psi + \cos\frac{\pi}{3}\right)\exp\left(-\frac{2\pi}{3}\operatorname{tg}\psi\right)} \quad (2.101)$$

unde $\operatorname{tg}\psi = R/L$. De obicei, relația (2.101) este dată grafic, într-o formă modificată: $\cos\alpha_{ai} = f(L/R)$ (fig. 2.67).

### 2.4.3.5. Funcționarea mutatorului cu $L_e = 0$ și sarcină $R$—$L$—$E$, în regim de redresor

Mutatorul cu sarcină $R$—$L$—$E$ poate lucra în regim de redresor sau în regim de invertor. Dacă sursa de t.e.m. E, din circuitul sarcinii, polarizează în sens de blocare tiristoarele, așa cum s-a considerat în fig. 2.68, schema nu poate lucra decît în regim de redresor.

Sarcina de tip $R$—$L$—$E$ este tipică pentru mutatoarele utilizate în acționările cu mașini de c.c. În acest caz, $R$ este rezistența indusului, de obicei foarte mică, $L$ este inductivitatea echivalentă a indusului și a bobinei de filtrare, iar $E$ este t.e.m. a mașinii lucrînd ca motor (tensiunea contra-electromotoare). Schema de alimentare a motorului de c.c. prin intermediul mutatorului, este dată în fig. 2.69, *a*. Vom reprezenta sistemul de acționare printr-o schemă bloc, în care se figurează variabilele independente, ca mărimi de intrare, și variabilele dependente, ca mărimi de ieșire.

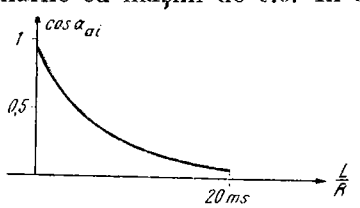



Fig. 2.67. Diagrama $\cos\alpha_{ai} = f(L/R)$ la mutatorul cu sarcină $R$—$L$ ($L$ finit).

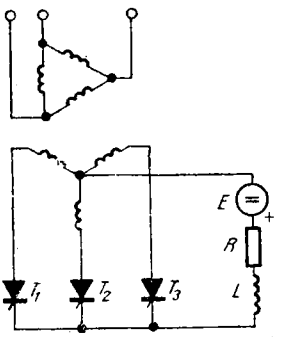



Fig. 2.68. Mutator cu 3 pulsuri cu sarcină $R-L-E$.

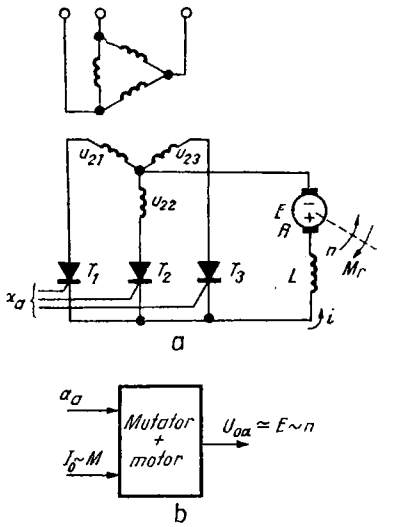



Fig. 2.69. Alimentarea motorului de c.c. prin mutator:
*a* — schema de alimentare; *b* — schema bloc a sistemului;

Există două variabile independente: unghiul de amorsare $\alpha_a$ și cuplul rezistent la arborele motorului, egal — în regim permanent — cu cuplul motor. Acesta este proporțional cu curentul mediu prin sarcină, $I_0$. Variabila dependentă cea mai importantă este turația $n$, care este proporțională cu t.e.m., $E$. În regim permanent

$$U_{0\alpha} = RI_0 + E,$$

însă rezistența $R$ este foarte mică și se poate considera $U_{0\alpha} \simeq E$. Deci, mărimile de intrare-ieșire ale sistemului sînt: $\alpha_a$, $I_0 \sim M$, respectiv $U_{0\alpha} \simeq E$ (fig. 2.69, *b*).

Diagramele tensiunilor și curenților, care ilustrează funcționarea mutatorului la $\alpha_a = \text{const}$ ($\alpha_a = 60°$) și $I_0$ variabil, sînt date în fig. 2.70. Atunci cînd cuplul la arborele motorului este mare, adică curentul $I_0$ este mare (fig. 2.70, *a*)

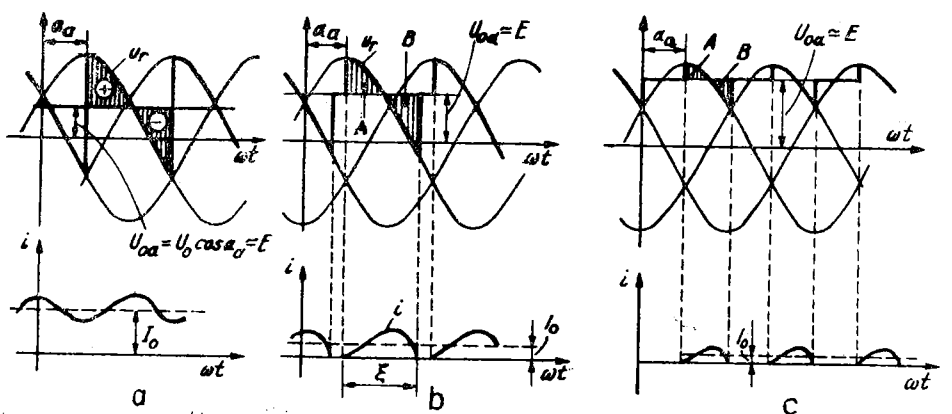



Fig. 2.70. Diagramele tensiunilor și curenților mutatorului funcționînd cu sarcină $R-L-E$:
*a* — funcționarea fără pauză de curent; *b* și *c* — funcționarea cu pauză de curent.

mutatorul lucrează fără pauză de curent și tensiunea $U_{0\alpha} \simeq E$ este dată de relația cunoscută

$$U_{0\alpha} = U_0 \cos \alpha_a \tag{2.102}$$

Nivelul tensiunii $U_{0\alpha}$ se stabilește astfel, încît ariile haşurate deasupra și sub orizontala de ordonată $U_{0\alpha}$, să fie egale (fig. 2.70, *a*). Dacă încărcarea motorului este redusă și curentul $I_0$ este mic (fig. 2.70, *b*), mutatorul lucrează cu pauză de curent, întrucît energia reactivă acumulată de inductanța $L$ nu este suficientă pentru prelungirea conducției pînă la aplicarea următorului impuls de amorsare. În sarcină se obțin pulsuri de curent, cu deschiderea $\xi$, iar tensiunea $u_r$ este egală cu valoarea instantanee a tensiunii pe faza în conducție și cu $E$, în pauzele de curent. Valoarea medie a tensiunii redresate, $U_{0\alpha} \simeq E$, se stabilește astfel, încît suprafețele haşurate $A$ și $B$ să fie egale (fig. 2.70, *b*). Se constată că valoarea tensiunii $U_{0\alpha} \simeq E$ (deci și a turației $n$ a motorului), va fi cu atît mai mare, cu cît curentul $I_0$ este mai mic (fig. 2.70,*c*).

În dependența $U_{0\alpha}=f(I_0)$ se disting două domenii: cînd mutatorul lucrează fără pauză de curent, tensiunea $U_{0\alpha}$ nu depinde de $I_0$, fiind determinată numai de unghiul de amorsare $\alpha_a$, în conformitate cu relația (2.102); cînd mutatorul lucrează cu pauză de curent, tensiunea $U_{0\alpha}$ depinde atît de $\alpha_a$, cît și de curentul $I_0$. Relația $U_{0\alpha} = f(I_0)$, reprezentată grafic în fig. 2.71, se numește *caracteristică externă a mutatorului*. Întrucît $n \sim E \simeq U_{0\alpha}$ și $M \sim i$, această caracteristică reprezintă, la alte scări în ordonată și abscisă, caracteristica mecanică a motorului antrenat de redresor. Cele două regimuri de funcționare, fără și cu pauză de curent, sînt delimitate de o curbă de separare, pentru care curentul mediu, numit *curent mediu critic*, $I_{0cr}$, aduce curba valorii instantanee a curentului prin sarcină, $i$, tangentă la abscisă (fig. 2.72). Pentru deducerea dependenței $I_{0cr} = f(\alpha_a)$ se scrie teorema a II-a a lui Kirchhoff pe faza în conducție. Fie aceasta faza *1*:

$$L\frac{\mathrm{d}i_{a1}}{\mathrm{d}t} = \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \alpha_a\right) - E \tag{2.103}$$

unde s-a neglijat rezistența $R$. Prin integrare, cu condiții inițiale corespunzătoare funcționării cu pauză de curent, se obține

$$i_{a1} = \frac{\sqrt{2}U_2}{X}\left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3} + \alpha_a\right) - \sin\left(\alpha_a - \frac{\pi}{3}\right)\right] - \frac{E}{X}\omega t \tag{2.104}$$

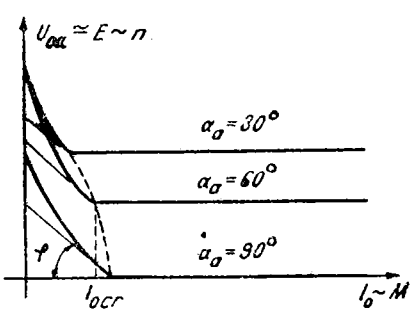



Fig. 2.71. Caracteristica externă a mutatorului cu 3 pulsuri pe sarcină $R-L-E$, funcționînd în regim de redresor.

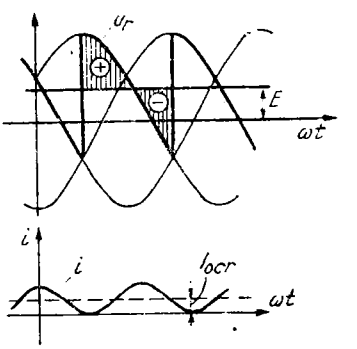



Fig. 2.72. Explicativă la definirea curentului mediu critic.

unde $X = \omega L$. Curentul mediu $I_0$ este

$$I_0 = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_0^{\xi} i_{a1}(\omega t)\, d\omega t = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi X}\left\{\left[\cos\left(\alpha_a - \frac{\pi}{3}\right) - \cos\left(\xi - \frac{\pi}{3} + \alpha_a\right)\right] - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{2}\xi\left[\sin\left(\alpha_a - \frac{\pi}{3}\right) + \sin\left(\xi - \frac{\pi}{3} + \alpha_a\right)\right]\right\} \qquad (2.105)$$

Curentul mediu critic, $I_{0cr}$, care determină limita de separare a celor două regimuri, se obține pentru $\xi = 2\pi/3$ (v. fig. 2.72). Înlocuind $\xi = 2\pi/3$ în relația (2.105) rezultă

$$I_{0cr} = \frac{U_0}{X}\left(1 - \frac{\frac{\pi}{3}}{\operatorname{tg}\frac{\pi}{3}}\right)\sin\alpha_a \qquad (2.106)$$

Pentru $m = 3$,

$$I_{0cr} = 0{,}395\,\frac{U_0}{X} \qquad (2.107)$$

Caracteristicile $U_{0\alpha} = f(I_0)$ încep să urce în zona cu pauză de curent, pornind cu aceeași pantă de pe curba limită de separație (fig. 2.71):

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{3}{\pi}X \qquad (2.108)$$

### 2.4.3.6. Funcționarea mutatorului cu $L_c = 0$ și sarcină $R$—$L$—$E$, în regim de invertor

Vom considera în continuare că sursa de t.e.m., $E$, din circuitul sarcinii, polarizează în sens de conducție tiristoarele (fig. 2.73). Această situație este întîlnită foarte frecvent în acționările reglabile cu mașini de c.c. Astfel, în schema

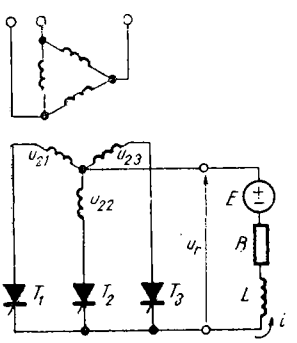



Fig. 2.73. Funcționarea mutatorului cu $L_c = 0$ și sarcină $RLE$ în regim de invertor.

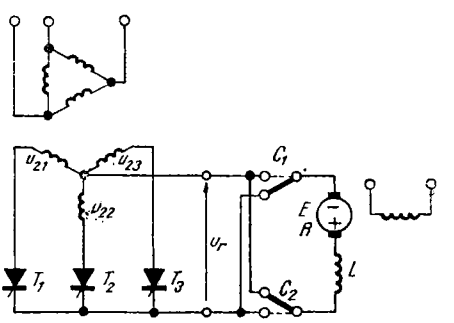



Fig. 2.74. Funcționarea mutatorului cu $L_c = 0$, în cadrul unei scheme de frînare recuperativă a mașinii de c.c.

din fig. 2.74, după ce mașina a funcționat ca motor, cu contactele $C_1$ și $C_2$ în pozițiile desenate cu linie întreruptă, se comută aceste contacte în poziția din figură, în scopul frînării. Mașina va funcționa ca generator și t.e.m. $E$ polarizează în sens direct tiristoarele. Tiristoarele trebuie să fie comandate astfel, încît generatorul să debiteze în mutator. În acest scop este necesar ca $E > |U_{0\alpha}|$, astfel încît

$$E = |U_{0\alpha}| + RI_0 \tag{2.109}$$

Ca și în cazul anterior, se va considera $|U_{0\alpha}| \simeq E$, întrucît rezistența $R$ este foarte mică. Față de sensul de referință al tensiunii $u_r$, valoarea medie a acestei tensiuni, $U_{0\alpha}$, rezultă negativă. În conformitate cu relația generală (2.102), valabilă în regimul fără pauză de curent, valorile negative ale tensiunii $U_{0\alpha}$ se obțin atunci cînd unghiul de amorsare $\alpha_a$ este cuprins în domeniul (90°, 180°).

Așa cum la funcționarea ca redresor a mutatorului și ca motor a mașinii de c.c., t.e.m. $E$ trebuie să polarizeze invers tiristoarele, iar unghiul de amorsare trebuie adus la o valoare, pentru care se obține $U_{0\alpha} = RI_0 + E$ (deci, $U_{0\alpha} > E$), la funcționarea ca invertor a mutatorului și ca generator a mașinii de c.c., t.e.m. $E$ trebuie să polarizeze direct tiristoarele, iar unghiul de amorsare trebuie stabilit la o valoare $\alpha_a$ ($90° < \alpha_a < 180°$), pentru care tensiunea $U_{0\alpha} = U_0 \cos \alpha_a < 0$ să aibă o valoare absolută care să permită generatorului să debiteze în invertor cu curent mediu $I_0 = (E - |U_{0\alpha}|)/R$. Deci, la funcționarea ca invertor este necesar să fie îndeplinită condiția $|U_{0\alpha}| < E$. Dacă $|U_{0\alpha}| > E$, nici-un tiristor nu va conduce, mutatorul este blocat și generatorul lucrează în gol.

Ansamblul invertor-generator de c.c. reprezintă un sistem cu intrările $\alpha_a$ și $I_0 \sim M$ și ieșirea $U_{0\alpha} \simeq E \sim n$, avînd schema-bloc din fig. 2.69, *b*. Analiza grafică a funcționării sistemului se face similar cazului cînd schema lucra ca redresor. În fig. 2.75 se prezintă diagramele tensiunilor și curenților, pentru $\alpha_a = \text{ct}$ ($\alpha_a = 120°$), la diverse valori ale sarcinii generatorului: $I_0'$, $I_0''$ și $I_0'''$. Cînd curentul mediu este mare, mutatorul funcționează fără pauză de curent; dacă $I_0$

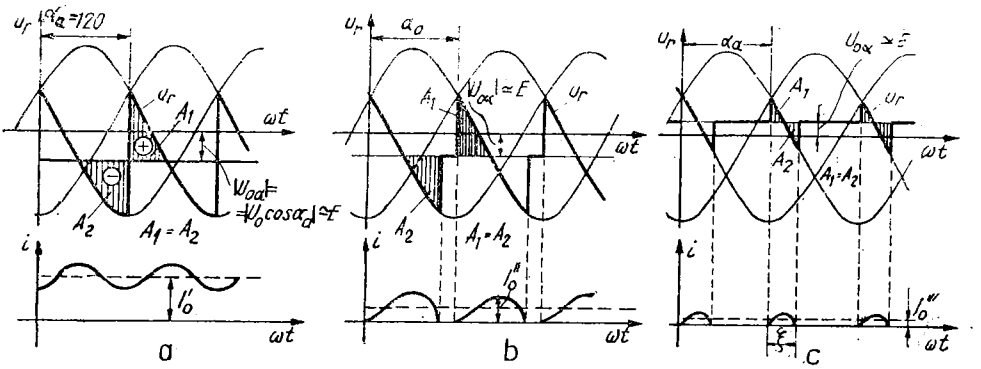



Fig. 2.75. Diagramele tensiunilor și curenților la funcționarea unui mutator în regim de invertor, pentru $\alpha_a = \text{ct}$;
*a* — regimul fără pauză de curent; *b* și *c* — regimuri cu pauză de curent.

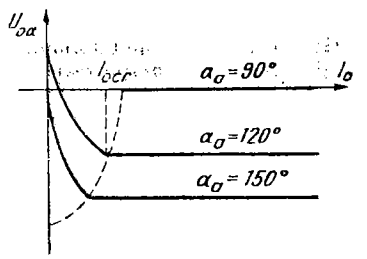



Fig. 2.76. Caracteristica externă a mutatorului cu 3 pulsuri în regim de invertor.

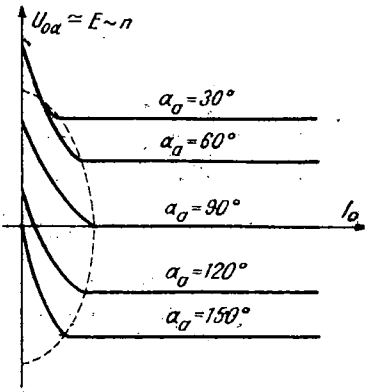



Fig. 2.77. Caracteristica externă generală a unui mutator cu 3 pulsuri, cu comutație ideală.

scade, se obține regimul cu pauză de curent și tensiunea medie $U_{0\alpha}$ crește, putînd atinge valori pozitive.

Caracteristica externă $U_{0\alpha} = f(I_0)$ în regim de invertor este dată în fig. 2.76. Reunind caracteristicile din fig. 2.71 și 2.76 se obține caracteristica generală, dată în fig. 2.77.

### 2.4.3.7. Funcționarea mutatorului cu $L_c \neq 0$ și sarcină $R-E-L$

Procesul de comutație reală afectează funcționarea mutatorului numai la regimul de funcționare fără pauză de curent în sarcină. Cînd mutatorul funcționează ca redresor, comutația reală se produce ca în cazul sarcinii $R-L$ (v. fig. 2.63). În mod similar se deduce curba tensiunii $u_r$ la funcționarea ca invertor: pe durata intervalului $\gamma$, tensiunea $u_r$ este egală cu media tensiunilor pe fazele în conducție. Forma tensiunii $u_r$, pentru $\alpha_a = 60°$ (redresor) și $\alpha_a = 120°$ (invertor) este reprezentată în fig. 2.78. Valoarea medie $U_{0\alpha}$ scade proporțional cu aria hașurată în figură. Expresia analitică a tensiunii $U_{0\alpha}$ a comutația reală, este dată de relația (2.95). Întrucît unghiul de comutație

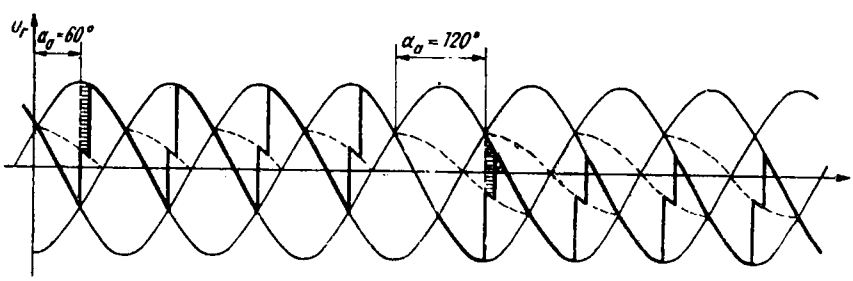



Fig. 2.78. Forma tensiunii $u_r$ la un mutator cu 3 pulsuri, cu comutație reală, funcționînd în regim de redresor și în regim de invertor.

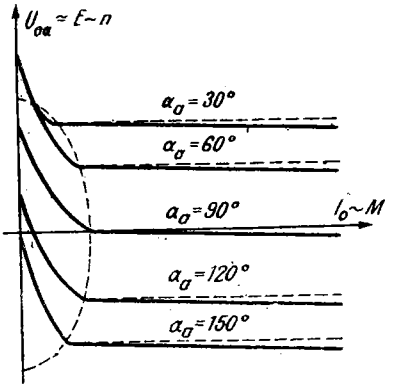



Fig. 2.79. Caracteristicile externe ale mutatorului cu 3 pulsuri, la funcționarea cu comutație reală.

crește cu curentul mediu $I_0$, cît și datorită celorlalte elemente care produc pierderi în circuit, caracteristicile externe ale mutatorului — la funcționarea fără pauză de curent — nu sînt orizontale, ci au o înclinare oarecare (fig. 2.79).

### 2.4.3.8. Unghiuri de protecție

Domeniul teoretic de variație a unghiului de amorsare $\alpha_a$ este (0,180°). În practică însă, domeniul este mai îngust. Limitarea la o valoare minimă în regim de redresor este justificată, în principal, de necesitatea evitării „rateurilor" de amorsare a tiristoarelor. Astfel, dacă impulsul de amorsare precede cu puțin punctul de comutație naturală sau chiar corespunde acestui punct (fig. 2.80), tensiunea anodică a tiristorului comandat pe grilă este negativă sau zero și tiristorul nu se amorsează. Deoarece poziționarea impulsurilor de comandă pe grilă se face cu o precizie limitată, evitarea „rateurilor" la amorsare impune adoptarea unei valori limită inferioare admisibile, numită *unghi de gardă (protecție) în regim de redresor*, $\alpha_{gr}$. De obicei, $\alpha_{gr} = (15° \ldots 30°)$.

La funcționarea cu unghiuri mari, în regim de invertor, diagrama tensiunii $u_r$ este dată în fig. 2.81. Creșterea accidentală a curentului mediu produce mărirea unghiului de comutație $\gamma$, astfel încît este posibil ca intervalul de conducție suprapusă să se prelungească pînă în punctul de comutație naturală al redresorului polianodic. Dacă se atinge acest punct (de ex., punctul $M$ în fig. 2.81), atunci tensiunea pe faza care trebuie să se blocheze devine mai mare decît tensiunea pe faza tiristorului amorsat. Comutația nu mai are

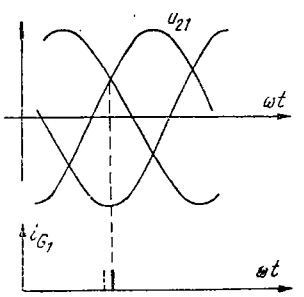



Fig. 2.80. Explicativă la definirea unghiului de protecție în regim de redresor.

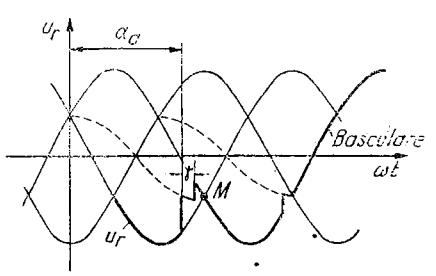



Fig. 2.81. Explicativă la definirea unghiului de protecție în regim de invertor.

loc, în sensul că va continua să conducă tiristorul anterior, pe cînd cel abia amorsat se blochează. Conducția se prelungește în domeniul funcționării ca redresor, astfel încît tensiunile înseriate: $U_{0\alpha}$ — dată de redresor — și $E$ (din sarcină), sînt în scurtcircuit, conducînd la un curent de avarie. Trecerea inoportună a mutatorului din regim de invertor în regim de redresor, datorită prelungirii unghiului de comutație $\gamma$, se numește *basculare*. Evitarea basculării se face prin impunerea unui unghi maxim de amorsare egal cu $180° - \alpha_{gi}$, unde $\alpha_{gi}$ este numit *unghi de gardă (protecție) în regim de invertor*. De obicei $\alpha_{gi} \simeq 30°$.

### 2.4.3.9. Relații energetice în mutatoare

Privit dinspre rețeaua de c.a., mutatorul se comportă ca un receptor care pune serioase probleme sub aspect energetic, după cum urmează:

**1.** Curenții absorbiți de la rețea sînt nesinusoidali, datorită proprietăților intrinseci ale schemelor (v. fig. 2.27, 2.28 etc.), iar tensiunile pe fazele secundarului, deci și ale primarului, sînt și ele nesinusoidale, datorită fenomenului de comutație (v. fig. 2.44, 2.48, 2.50, 2.63, 2.64, 2.78 etc.). Aceste circumstanțe determină analiza mutatorului ca o sursă de putere deformantă în rețea și adoptarea de măsuri tehnice pentru limitarea puterii deformante introduse. Problematica regimului deformant, introdus de mutatoare în rețeaua de c.a., depășește cadrul acestei lucrări; cîteva relații fundamentale ale regimului deformant sînt date în anexa 2.1.

**2.** Neglijînd reactanța de comutație, diagramele tensiunilor pe fazele secundarului și ale curentului prin secundar, pentru un unghi de amorsare $\alpha_a$ oarecare, sînt date în fig. 2.82. Se constată că armonica fundamentală a curentului este decalată față de tensiunea pe faza respectivă cu un unghi egal cu $\alpha_a$. În primar, valoarea eficace $U_1$ a tensiunii și valoarea eficace a fundamentalei curentului, $I_{11}$, permit stabilirea următoarelor relații (v. anexa 2.1)

$$\lambda = \frac{I_{11}}{I_1} \cos \alpha_a = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \tag{2.109}$$

$$\cos \alpha_a = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \tag{2.110}$$

unde $I_1$ este valoarea eficace a curentului din primar, $\lambda$-factorul de putere activă în regim deformant, $P$, $Q$ și $D$ — puterile activă, reactivă și deformantă. La o analiză calitativă, în care se urmărește factorul de putere al mutatorului în raport cu frecvența rețelei, se neglijează puterea deformantă, $D$, în relația (2.109), adică se consideră $\lambda = \cos \alpha_a$. Rezultă relațiile aproximative

$$P = S \cos \alpha_a; \; Q = S \sin \alpha_a, \; (\varphi = \alpha_a), \tag{2.111}$$

care permit reprezentarea diagramei puterilor active și reactive ale unui mutator, sub forma unui semicerc de rază $P_0$, unde $P_0$ este

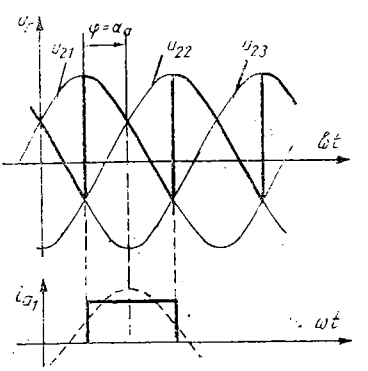



Fig. 2.82. Diagramele tensiunilor pe fazele secundarului și ale curentului prin secundar, la un mutator cu 3 pulsuri cu sarcină inductivă.

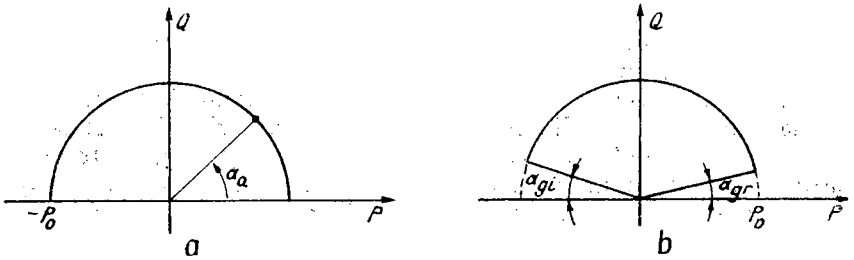



Fig. 2.83. Diagrama puterilor active și reactive:
*a* — diagrama generală; *b* — forma diagramei ținînd cont de unghiurile de protecție.

puterea activă maximă, obținută la $\alpha_a = 0$ (fig. 2.83, *a*). Ținînd cont de unghiurile de gardă $\alpha_{gr}$ și $\alpha_{gi}$, diagrama energetică a mutatorului este cea din fig. 2.83, *b*.

### 2.4.4. MUTATOARE CU ȘASE PULSURI

Mutatoarele cu 6 pulsuri, mai frecvent utilizate, sînt: în stea hexafazată (fig. 2.84), în conexiune derivație cu $m = 3$ și $d = 2$ (fig. 2.85) și — schema cea mai importantă — în punte trifazată. Primele două scheme se analizează în diverse regimuri de sarcină si de funcționare, la fel la mutatorul cu trei pulsuri. Pentru exemplificare, în fig. 2.86 se dă forma tensiunii $u_r$ la funcționarea ca redresor și invertor a schemei în stea hexafazată. Caracteristica externă are alura similară celei din fig. 2.79, cu deosebire că limita de separație a regimurilor fără și cu pauză de curent este dată de ecuația

$$I_{0cr} = 0{,}093 \frac{U_0}{X} \qquad (2.112)$$

Determinarea tensiunii $u_r$ la schema din fig. 2.85 se face pornind de la tensiunile $u_{r1}$ și $u_{r2}$ ale mutatoarelor cu trei pulsuri, în regimul dorit (redresor sau invertor), calculînd valoarea medie a acestora. În general, este posibil

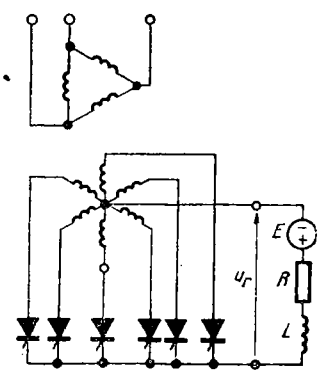



Fig. 2.84. Mutator cu 6 pulsuri în stea hexafazată.

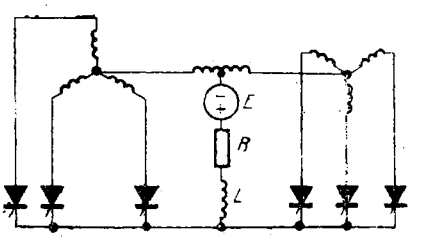
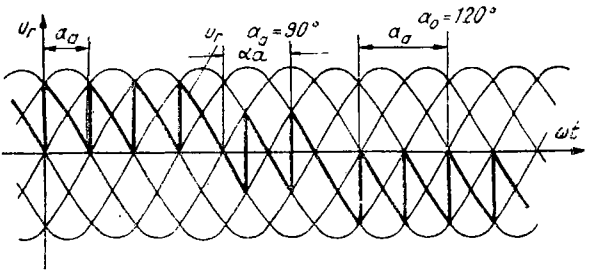



Fig. 2.85. Mutator cu 6 pulsuri în conexiune derivație, cu $m = 3$ și $d = 2$.

Fig. 2.86. Forma tensiunii $u_r$ la funcționarea ca redresor și invertor a schemei în stea hexafazată.




ca cele două grupări derivație să fie comandate cu unghiuri de amorsare $\alpha_{a1}$ și $\alpha_{a2}$ distincte. De obicei, însă, $\alpha_{a1} = \alpha_{a2} = \alpha_a$.

### 2.4.4.1. Puntea trifazată comandată

Schema punții trifazate comandate este dată în fig. 2.87, în care dispozitivele de comandă pe grilă $DCG_1$ și $DCG_2$ pot primi tensiuni de comandă diferite. Avînd în vedere că puntea reprezintă o conexiune serie cu $m = 3$ și $s = 2$, tensiunea continuă la bornele sarcinii este

$$U_{0\alpha} = U_0 \cos \alpha_p + U_0 \cos \alpha_N \qquad (2.113)$$

unde $U_0 = 1{,}17\ U_2$. Tensiunea $u_r$ se determină construind mai întîi diagramele tensiunilor $u_{r1}$ și $u_{r2}$ ale celor două redresoare serie: policatodic, respectiv polianodic. Referința pentru unghiul $\alpha_N$ este punctul de comutație naturală al redresorului polianodic. Tensiunea $u_r = u_{r1} + u_{r2}$ corespunde liniilor verticale între curbele $u_{r1}$ și $u_{r2}$ (fig. 2.88).

De cele mai multe ori, $u_{c1} = u_{c2} = u_c$ și $\alpha_p = \alpha_N = \alpha_a$. Tensiunile $u_{r1}$ și $u_{r2}$, care determină tensiunea $u_r$ la bornele sarcinii, la funcționarea ca redresor sau invertor, în ipotezele $L_c = 0$ sau $L_c \neq 0$, sînt date în fig. 2.89.

În privința construcției dispozitivelor de comandă pe grilă (*DCG*) se pun două probleme: realizarea unei dependențe liniare a caracteristicii mutatorului și asigurarea posibilității de amorsare a punții, în momentul punerii în funcțiune.

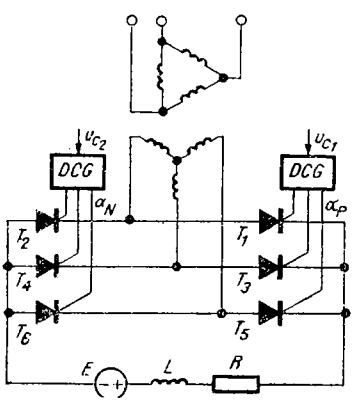



Fig. 2.87. Puntea trifazată comandată.

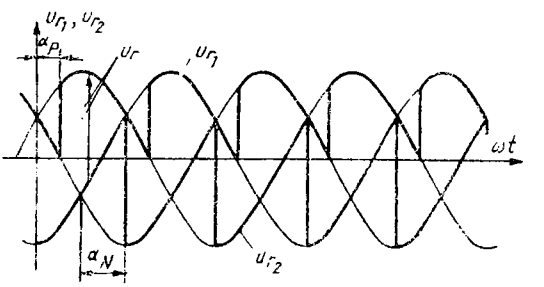



Fig. 2.88. Forma tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$ și $u_r$ la o punte trifazată comandată.

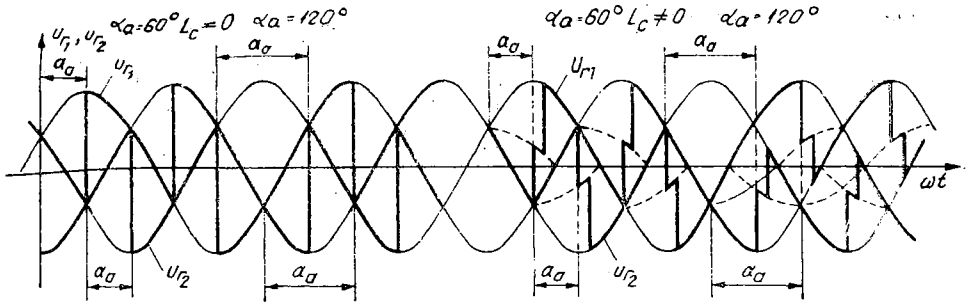



Fig. 2.89. Diagrama tensiunilor $u_{r1}$ și $u_{r2}$ la o punte trifazată comandată, în ipotezele $L_c = 0$ sau $L_c \neq 0$.

Pentru realizarea unei caracteristici liniare $U_{0\alpha} = f(u_c)$ a mutatorului, *DCG* trebuie să realizeze o caracteristică de forma

$$\alpha_a = \text{arc cos} \frac{u_c}{u_{c\,Max}} \tag{2.114}$$

unde $u_{c\,Max}$ este tensiunea de comandă maximă (fig. 2.90). În aceste condiții, tensiunea continuă pe sarcină este

$$U_{0\alpha} = 2U_0 \cos \alpha_a = \frac{2U_0}{u_{c\,Max}} u_c \tag{2.115}$$

adică se realizează o dependență liniară între $U_{0\alpha}$ și $u_c$.

Presupunînd că mutatorul nu a funcționat și se pune sub tensiune, iar cele 6 tiristoare sînt comandate numai cu impulsurile desenate cu linie plină în fig. 2.91, decalate cu un unghi $\alpha_a$ oarecare, se constată că nici un tiristor nu se poate amorsa. Într-adevăr, la o punte aflată în funcțiune, conduc

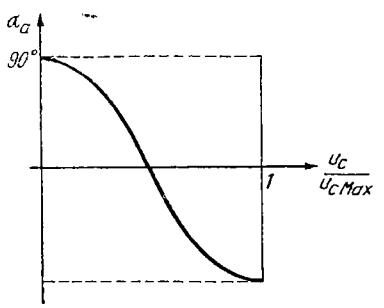



Fig. 2.90. Caracteristica DCG.

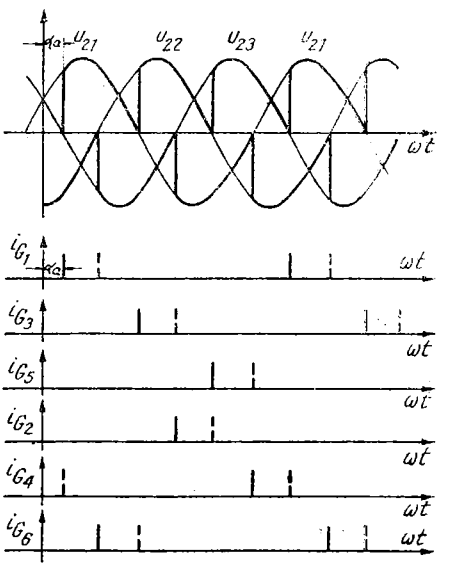



Fig. 2.91. Comanda pe grilă cu impulsuri duble a punții trifazate.

simultan două tiristoare, cîte unul în fiecare din cele două mutatoare cu trei pulsuri înseriate. Dacă puntea nu a mai funcționat și se comandă numai tiristorul $T_1$, cu impulsul $i_{G1}$, acesta nu se poate amorsa deoarece tiristorul $T_4$, care în mod normal se află în conducție cînd $T_1$ este amorsat, este blocat. Este necesar ca simultan cu impulsul $i_{G1}$, aplicat tiristorului $T_1$, să se transmită tiristorului $T_4$ un impuls $i_{G4}$, (reprezentat în fig. 2.91 cu linie întreruptă), pentru amorsarea simultană a acestora și amorsarea punții. Raționînd similar, se constată că amorsarea punții, prin orice prim impuls pe grila unui tiristor, necesită cîte un impuls suplimentar — reprezentat cu linie întreruptă în fig. 2.90 — pe grila tiristorului din cealaltă grupare (polianodică, respectiv policatodică). Deci, fiecare tiristor primește, pe lîngă impulsul $i_G$, decalat cu $\alpha_a$ față de punctul de comutație naturală, un impuls suplimentar decalat cu 60° față de primul. Cu toate că cel de-al doilea impuls este necesar numai în faza de amorsare a punții, în practică el se menține în tot timpul funcționării acesteia.

### 2.4.4.2. **Puntea trifazată semicomandată**

Dacă, în cadrul unei punți trifazate, unul din cele două mutatoare conectate în serie este cu comutație naturală (cu diode), iar celălalt — cu comutație forțată (cu tiristoare), se obține puntea trifazată semicomandată (fig. 2.92).

Necesitatea acestei scheme este justificată, în principal, de considerente energetice. Astfel, dacă se dorește realizarea unui redresor comandat, capabil să furnizeze în sarcină o putere în c.c. ajustabilă între 0 și $P_0$, din caracteristica externă a mutatorului cu 3 pulsuri sau 6 pulsuri (fig. 2.79) s-ar utiliza numai cadranul *I*, corespunzător regimului de redresor. În diagrama energetică $P-Q$ (fig. 2.93), funcționarea redresorului comandat, cu un unghi de amorsare între 0 și 90°, corespunde numai cadranului I. Dacă sarcina este variabilă și frecvent redresorul lucrează la puteri mici (în gol), factorul de putere $\cos\varphi \equiv \cos\alpha_a$ al mutatorului este foarte mic, rezultînd un consum important de energie reactivă. Remediul asigurat de puntea semicomandată constă în îmbinarea caracteristicii energetice a mutatorului necomandat (cu diode), care este un punct pe abscisă, de coordonate $\left(\frac{P_0}{2}, 0\right)$, cu caracteris-

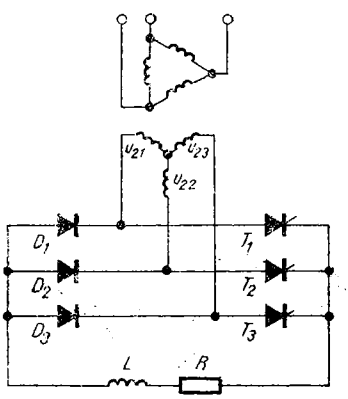



Fig. 2.92. Puntea trifazată semicomandată.

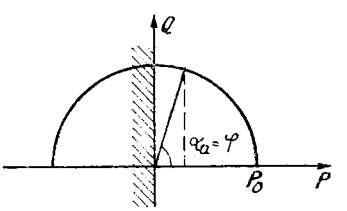



Fig. 2.93. Diagrama energetică $P-Q$ a punții trifazate comandate, funcționînd în regim de redresor.

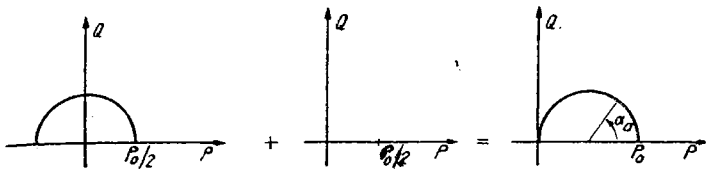


Fig. 2.94. Caracteristica energetică rezultantă a punții trifazate semicomandate.

tica pe două cadrane a grupării policatodice comandate. Prin însumarea celor două caracteristici ale mutatoarelor componente, se obține caracteristica rezultantă a punții semicomandate (fig. 2.94). Se constată că la puteri active mici, consumul de energie reactivă este mult mai redus. În plus, se obține un redresor cu 6 pulsuri mai simplu decît puntea trifazată comandată. Funcționarea punții semicomandate, în ipoteza $L_c = 0$, se poate urmări în fig. 2.95. Se construiesc diagramele tensiunilor $u_{r1}$ și $u_{r2}$, date de gruparea policatodică, respectiv polianodică și se ține cont că $u_r$ corespunde verticalei dintre $u_{r2}$ și $u_{r1}$. Se observă că pentru $\alpha_a > 90°$ există un interval de conducție simultană a elementelor: $T_1$ cu $D_1$, $T_2$ cu $D_2$ și $T_3$ cu $D_3$, cînd $u_r = 0$. Cu cît unghiul $\alpha_a$ se apropie de 180°, cu atît acest interval este mai mare, deci $U_{0\alpha}$ va fi mai mic. La limită, cînd $\alpha_a = 180°$, se obține situația teoretică $u_r(\omega t) = 0$, pentru orice $\omega t$. În fig. 2.96 se arată deducerea tensiunii $u_r$, cînd $L_c \neq 0$.

Limitările introduse de unghiurile de gardă $\alpha_{gr}$ și $\alpha_{gi}$ la funcționarea grupării policatodice comandate determină micșorarea domeniului de variație a puterii în sarcină (fig. 2.97). Principalul dezavantaj al acestei situații constă în imposibilitatea aducerii tensiunii $U_{0\alpha}$ la o valoare practic egală cu zero. Soluția de remediere a acestui dezavantaj constă în alimentarea, pe partea de c.a., cu tensiuni diferite a celor două mutatoare grupate în serie (fig. 2.98). Diagrama energetică din fig. 2.99 justifică soluția adoptată.

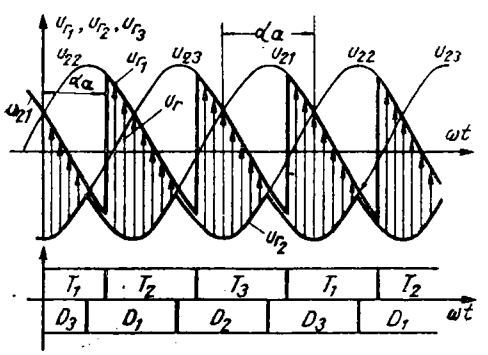


Fig. 2.95. Funcționarea punții semicomandate în ipoteza $L_c = 0$.

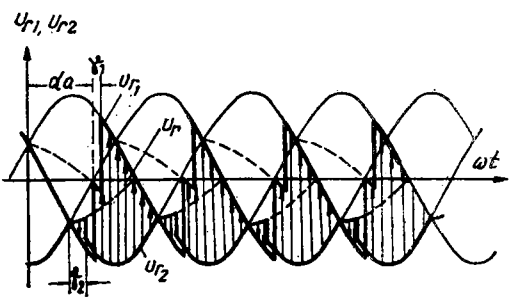


Fig. 2.96. Deducerea tensiunii $u_r$ în cazul cînd $L_c \neq 0$.

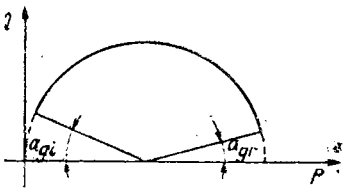



Fig. 2.97. Caracteristica energetică a punții semicomandate, cu limitările introduse de unghiurile $\alpha_{gr}$ și $\alpha_{gi}$.

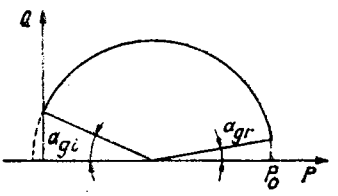



Fig. 2.99. Diagrama energetică a punții semicomandate din fig. 2.98.

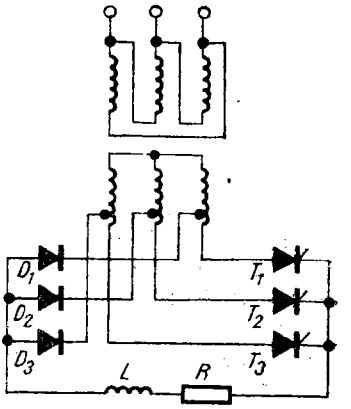



Fig. 2.98. Alimentarea punții trifazate semicomandate, pentru îmbunătățirea caracteristicii statice.

### 2.4.5. MUTATOARE CU DOUĂSPREZECE PULSURI

Schemele de mutatoare cu 12 pulsuri, întîlnite mai frecvent, sînt: conexiunea derivație cu $m = 3$ și $d = 4$, conexiunea mixtă cu $m = 3$, $s = 2$, $d = 2$ și — schema cea mai utilizată — puntea dublă trifazată, care reprezintă o conexiune serie cu $m = 3$ și $s = 4$.

Ne vom referi, în cele ce urmează, la puntea dublă trifazată comandată (fig. 2.100). Punțile $P_1$ și $P_2$ sînt comandate prin *DCG*, de aceeași tensiune de comandă, $u_c$, variind între $-u_{cM}$ și $+u_{cM}$. Structura schemei permite obținerea unor avantaje suplimentare — de natură energetică — pe lîngă cele cunoscute ($p = 12$, factor de utilizare bun la transformator etc.). În acest scop, puntea $P_1$ se comandă din „plin invertor" în „plin redresor",

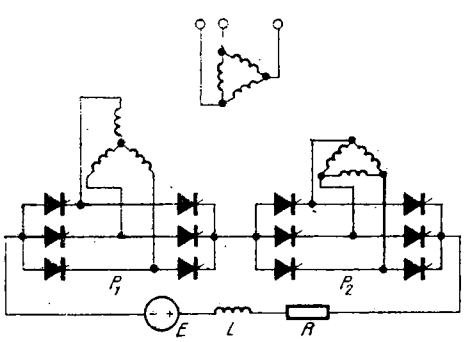



Fig. 2.100. Puntea dublă trifazată comandată.

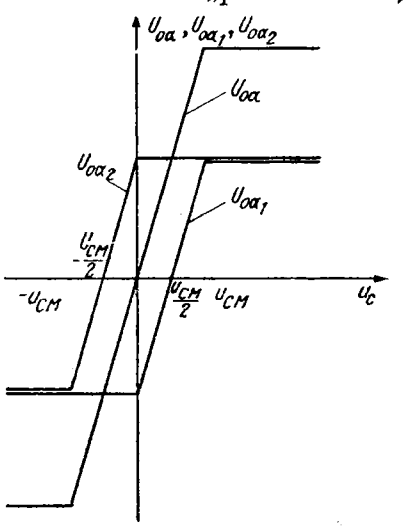



Fig. 2.101. Caracteristicile statice corespunzătoare punții duble trifazate comandate.

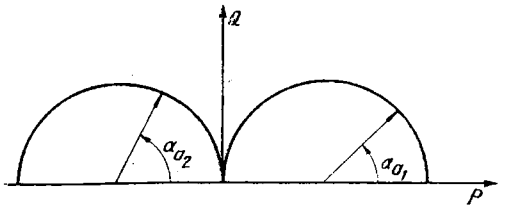



Fig. 2.102. Diagrama energetică a punții duble trifazate.

atunci cînd $u_c$ variază în domeniul $[0, u_{cM}]$. Puntea $P_2$ va fi comandată similar, la variația tensiunii $u_c$ în domeniul $[-u_{cM}, 0]$. Construcția *DCG* asigură o dependență a unghiurilor de amorsare $\alpha_{a1}$ și $\alpha_{a2}$ cu tensiunea $u_c$, de forma (2.114), astfel încît caracteristicile statice $U_{0\alpha 1} = f_1(u_c)$ și $U_{0\alpha 2} = f_2(u_c)$ — date în fig. 2.101 — să fie liniare. Tensiunea la bornele sarcinii, $U_{0\alpha} = U_{0\alpha 1} + U_{0\alpha 2}$, se obține sub forma unei dependențe liniare cu $u_c$, în care se disting 4 domenii (fig. 2.101):

*a)* $u_c < -u_{cM}$, cînd ambele punți lucrează în regim de „plin invertor";

*b)* $-u_{cM} \leqslant u_c < 0$, cînd $P_1$ lucrează în „plin invertor", iar $P_2$ ca redresor sau invertor;

*c)* $0 \leqslant u_c < u_{cM}$, cînd $P_1$ lucrează ca redresor sau invertor, iar $P_2$ — în „plin redresor";

*d)* $u_c > u_{cM}$, cînd ambele punți lucrează în „plin redresor".

Acestei funcționări îi corespunde diagrama energetică din fig. 2.102, din care rezultă că puntea dublă permite — față de mutatoarele cu 3 sau 6 pulsuri examinate — funcționarea în regimurile de redresor și invertor, cu consumuri mici de energie reactivă, chiar la puteri active, $P$, mici în sarcina mutatorului.

## 2.4.6. MUTATOARE CU DOUA PULSURI

### 2.4.6.1. Mutatoare cu două pulsuri în stea și în punte comandată

Schema mutatorului cu două pulsuri în stea și diagrama tensiunilor și curenților, cînd $L_c = 0$, sînt date în fig. 2.103, *a* și *b*. Considerînd comutația reală ($L_c \neq 0$), diagrama tensiunii redresate este dată în fig. 2.103, *c*.

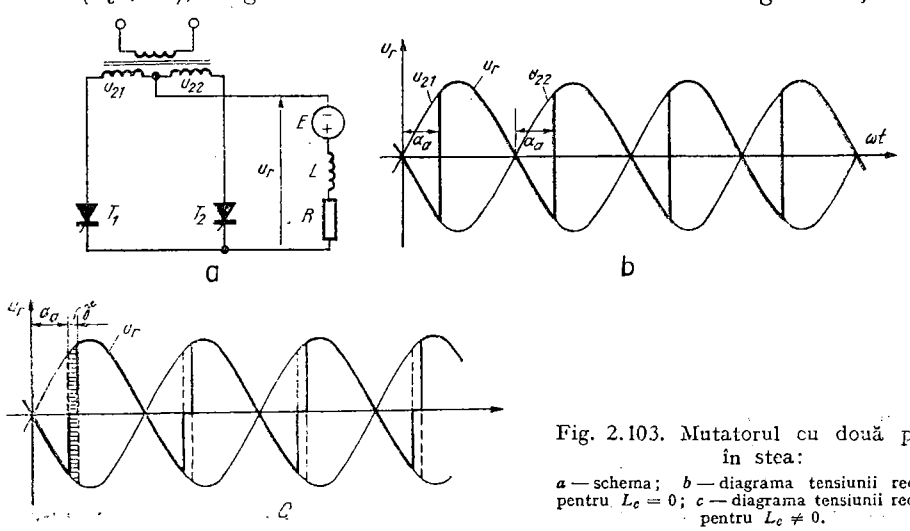



Fig. 2.103. Mutatorul cu două pulsuri în stea:

*a* — schema; *b* — diagrama tensiunii redresate, pentru $L_c = 0$; *c* — diagrama tensiunii redresate, pentru $L_c \neq 0$.

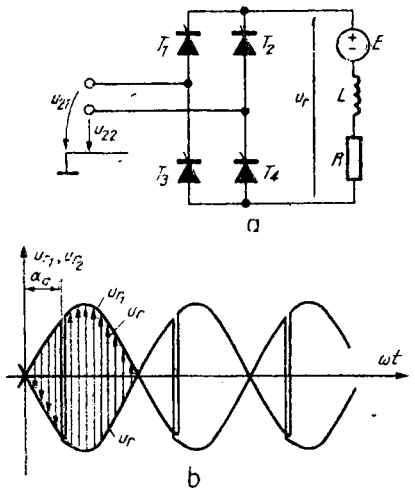



Fig. 2.104. Punte monofazată comandată:
*a* — schema; *b* — diagrama tensiunilor redresate, pentru $L_c = 0$.

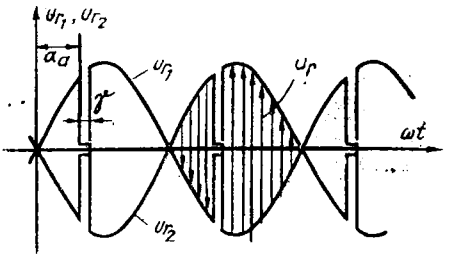



Fig. 105. Diagrama tensiunilor redresate pentru $L_c \neq 0$, la o punte monofazată comandată.

Puntea monofazată comandată (fig. 2.104) se poate interpreta ca o conexiune serie a două redresoare bifazate, fără multiplicarea indicelui de pulsație. În consecință, pentru grupările componente, policatodică și polianodică, se construiesc diagramele tensiunilor $u_{r1}$ și $u_{r2}$, ca la un redresor bifazat, iar tensiunea $u_r$ pe sarcină corespunde verticalelor cuprinse între $u_{r2}$ și $u_{r1}$ ($u_r = u_{r1} + u_{r2}$, v. fig. 2.104). Tensiunea continuă $U_{0\alpha}$ este

$$U_{0\alpha} = 2U_0 \cos \alpha_a, \text{ unde } U_0 = 0{,}9U_2 \qquad (2.116)$$

În cazul cînd $L_c \neq 0$, diagramele tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$ și $u_r$ sînt date în fig. 2.105.

### 2.4.6.2. Mutatoare cu două pulsuri semicomandate

Schema semicomandată se justifică prin obținerea unei diagrame energetice de forma celei din fig. 2.94 și a unei construcții mai simple a mutatorului, atunci cînd acesta trebuie să lucreze numai în cadranul *I* al caracteristicii statice (redresor comandat). Ținînd cont că puntea monofazată este o conexiune serie a două mutatoare bifazate, schema semicomandată rezultă adoptînd un mutator cu diode, iar celălalt — cu tiristoare, comandat cu $\alpha_a$ în domeniul (0,180°) (fig. 2.106). Diagramele tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$ și $u_r = u_{r1} + u_{r2}$ arată că există intervale de conducție simultană a elementelor: $T_1$ cu $D_1$ și $T_2$ cu $D_2$, în care $u_r = 0$. Durata acestor intervale este egală cu $\alpha_a$. În cazul teoretic $\alpha_a = 180$, rezultă $u_r(\omega t) = 0$ și $U_{0\alpha} = 0$. Diagrama tensiunilor în cazul comutației reale ($L_c \neq 0$) este dată în fig. 2.107.

O altă variantă a punții monofazate semicomandate este dată în fig. 2.108. Aici, comutațiile la grupările bifazate, policatodică și polianodică, sînt de tip diodă-tiristor și tiristor-diodă. Construcția diagramelor tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$ și $u_r$, cu stabilirea intervalului $\alpha_a$ cînd $u_r = 0$, se face în mod similar. În fig. 2.109 este dată diagrama tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$ și $u_r$, cînd comutația este reală.

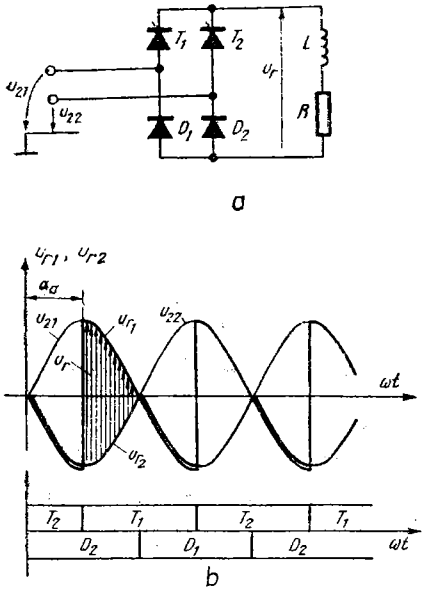



Fig. 2.106. Punte monofazată semicomandată

*a* — schema; *b* — diagrama tensiunilor şi a intervalelor de conducţie.

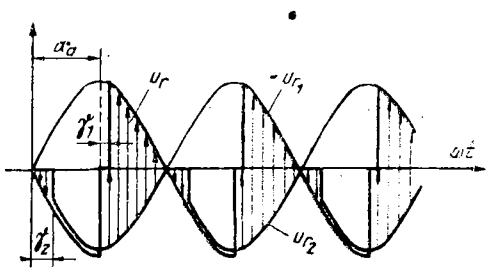
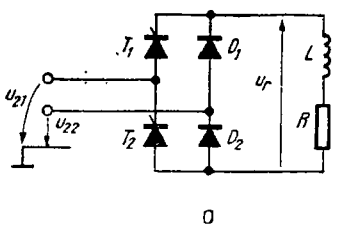



Fig. 2.107. Diagrama tensiunilor în cazul comutaţiei reale ($L_c \neq 0$), la puntea monofazată semicomandată din fig. 2.106, *a*.



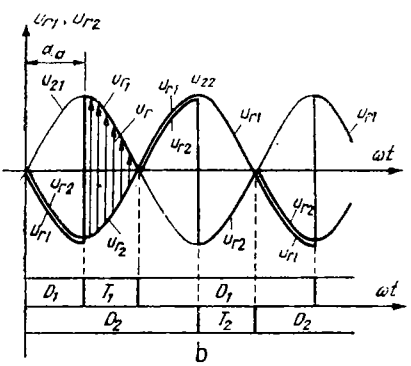




Fig. 2.108. Punte monofazată semicomandată:

*a* — schema; *b* — diagrama tensiunilor şi a intervalelor de conducţie.

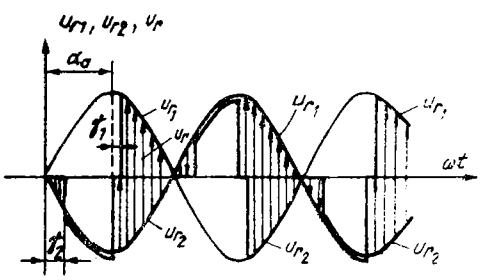



Fig. 2.109. Diagrama tensiunilor la puntea semicomandată din fig. 2.108, *a*, în cazul comutaţiei reale.

În cele ce urmează se prezintă principalele tipuri de mutatoare cu comutație forțată externă, clasificate după natura caracteristicii externe, care le determină utilizarea practică. Aceste mutatoare pot avea o structură complexă, incluzînd scheme analizate în paragrafele anterioare.

### 2.4.7.1. Mutatoare de un cadran

Mutatoarele de un cadran lucrează fie ca redresor, fie ca invertor. Cele mai răspîndite sînt redresoarele comandate, care funcționează în cadranul *I* al caracteristicii statice $U_{0\alpha} = f(I_0)$. Ele furnizează o tensiune $U_{0\alpha}$ ajustabilă, de aceeași polaritate („unidirecțională"). Pentru asigurarea unor performanțe energetice corespunzătoare și a unei construcții simple, este necesar să se utilizeze, ca mutatoare de un singur cadran (redresoare comandate), punți semicomandate. Domeniile de utilizare mai frecvente sînt: alimentarea înfășurărilor de excitație ale mașinilor electrice, elemente de execuție în sistemele de reglare automată etc.

### 2.4.7.2. Mutatoare de două cadrane

Mutatoarele de două cadrane permit funcționarea în regimurile de redresor și invertor, lucrînd în cadranele *I* și *IV* ale caracteristicii statice $U_{0\alpha} = f(I_0)$ (fig. 2.79). Tensiunea $U_{0\alpha}$ poate fi pozitivă sau negativă, după regimul de lucru al schemei. Din acest motiv, mutatorul se mai numește cu tensiune „bidirecțională". El se utilizează frecvent în acționările reglabile cu mașini de c.c., în care frînarea recuperativă se realizează prin comutarea legăturilor la indusul mașinii. În fig. 2.110 sînt prezentate sintetic regimurile de funcționare ale mutatorului și mașinii de c.c., în planul: tensiune $U_{0\alpha}$ —

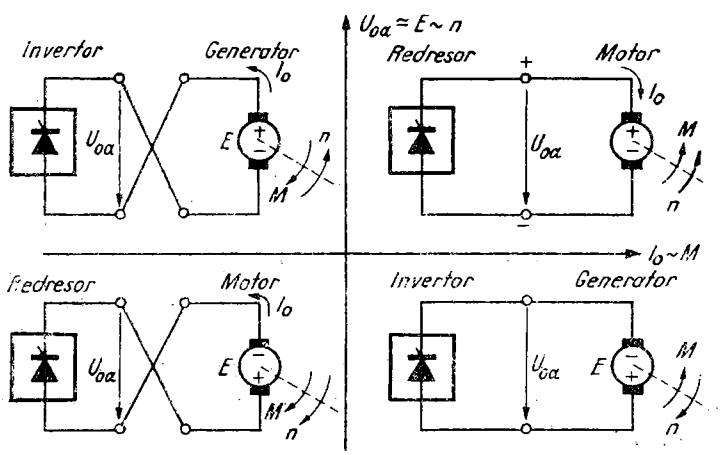



Fig. 2.110. Regimurile de funcționare ale mutatorului de două cadrane și ale mașinii de c.c.

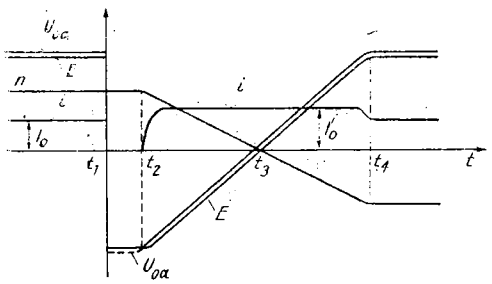



Fig. 2.111. Diagrama de variație în timp a mărimilor $U_0$, $E$, $i$, $n$, la un mutator de două cadrane, într-un regim de frînare și reversare.

curent prin sarcină $I_0$, sau, la alte scări în axele de coordonate, planul: $n - M$; ($n \sim E \simeq U_{0\alpha}$; $I_0 \sim \sim M$). În cadranul $I$ mașina funcționează ca motor, iar mutatorul ca redresor; în cadranul $II$ se realizează frînarea recuperativă, mașina lucrînd ca generator, iar mutatorul ca invertor; în cadranul $III$ se realizează reversarea acționării, mașina funcționînd ca motor și mutatorul ca redresor, iar în cadranul IV se obține frînarea recuperativă, în urma acționării reversate, mașina funcționînd ca generator, iar mutatorul — ca invertor. Remarcăm că, fără comutarea sarcinii la mutator, schema poate funcționa în două cadrane: $I$ și $IV$ sau $II$ și $III$.

În fig. 2.111 se prezintă o diagramă de variație în timp a mărimilor $U_{0\alpha}$, $E$, $i$ și $n$, atunci cînd sînt parcurse succesiv cadranele $I$, $II$ și $III$. Pînă în momentul $t_1$, regimurile de funcționare corespund cadranului $I$: unghiul de amorsare $\alpha_a$ este în domeniul $\alpha_{gr} \leqslant \alpha_a < 90°$, astfel încît să rezulte tensiunea $U_{0\alpha}$, pentru care curentul $i = I_0 = (U_{0\alpha} - E)/R$ corespunde sarcinii de regim permanent a motorului. În momentul $t_1$ se inversează legăturile între mutator și mașină. Simultan, unghiul de amorsare este adus la valoarea maximă, $180° - \alpha_{gi}$, la care valoarea teoretică a tensiunii $U_{0\alpha}$ îndeplinește condiția $|U_{0\alpha}| > E$. Pentru acest unghi de amorsare, mutatorul este blocat și mașina — funcționînd ca generator — lucrează în gol. Micșorînd unghiul $\alpha_\alpha$, în momentul $t_2$ se ajunge la egalitatea $|U_{0\alpha}| = E$ și, din momentul cînd $|U_{0\alpha}| < E$, mutatorul începe să lucreze ca invertor, generatorul debitînd curentul $i = I_0' = (E - |U_{0\alpha}|)/R$. Pe măsură ce mașina frînează, adică $n$ scade, se micșorează t.e.m. $E$ și se decalează spre stînga impulsurile de amorsare, în așa fel, încît diferența $E - |U_{0\alpha}|$ să determine curentul (deci cuplul) de frînare dorit. În momentul $t_3$, valoarea instantanee a turației este zero. Dacă se mărește brusc unghiul $\alpha_a$, mașina va fi oprită. Dacă se continuă comanda anterioară, mașina va reversa, iar din momentul $t_4$ va funcționa ca motor, în regim permanent, cu sens de rotație inversat.

### 2.4.7.3. Mutatoare de patru cadrane

**Noțiuni generale.** Asigurarea la bornele sarcinii a unei tensiuni medii, $U_{0\alpha}$, pozitive sau negative și a unui curent mediu, $I_0$, într-un sens sau în sensul opus, în condițiile cînd schemele analizate cuprind elemente cu conducție unidirecțională, nu este posibilă decît dacă mutatorul de patru cadrane are în structura sa două circuite (mutatoare), montate ca în schema simplificată din fig. 2.112. Curenții $I_{01}$ și $I_{02}$ ai mutatoarelor $M_1$, respectiv $M_2$, nu își pot inversa sensul, însă curentul $I_0$, dat de ansamblul ce formează mutatorul de patru cadrane, poate fi „bidirecțional".

Comanda mutatoarelor $M_1$ și $M_2$ se realizează printr-o singură tensiune de comandă, $u_c$. Dispozitivele de comandă pe grilă asigură dependențele

$$\alpha_{a1} = \text{arc cos} \frac{u_c}{u_{c\,Max}}; \quad \alpha_{a2} = 180 - \alpha_{a1} \tag{2.117}$$

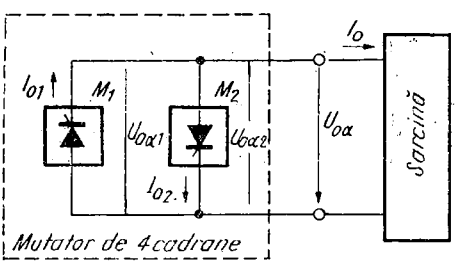



Fig. 2.112. Schema simplificată a mutatorului de 4 cadrane.

astfel încît caracteristicile *DCG* rezultă ca în fig. 2.113. Ele determină caracteristicile $U_{0\alpha 1}=f_1(\alpha_{a1})$ și $U_{0\alpha 2}=f_2(\alpha_{a2})$ ale mutatoarelor de forma celor din fig. 2.114. Deci, dacă tensiunii $u_c$ îi corespunde unghiul $\alpha_{a1} = 40°$, mutatorul $M_1$ va funcționa în regim de redresor, iar mutatorul $M_2$ — pentru care $\alpha_{a2} = 180 - \alpha_{a1} = 140°$ — va fi comandat în regim de invertor. În acest mod, se obțin relațiile între valorile medii ale tensiunilor la borne (v. fig. 2.112):

$$U_{0\alpha 1} = -U_{0\alpha 2} = U_{0\alpha}$$

După modul cum se comandă cele două mutatoare componente, mutatoarele de patru cadrane se împart în două categorii: cu curenți de circulație și fără curenți de circulație.

*În schemele cu curenți de circulație* (fig. 2.115), funcționează simultan mutatoarele $M_1$ și $M_2$. Comanda acestora cu unghiuri de amorsare suplimentare ($\alpha_{a1} + \alpha_{a2} = 180°$) asigură egalitatea tensiunilor medii (continue) la borne, însă valorile instantanee ale tensiunilor $u_{r1}$ și $-u_{r2}$ nu sînt egale, ci oscilează periodic în jurul aceleiași valori medii, $U_{0\alpha}$. Din acest motiv se introduc bobinele, „de absorbție", $B_1$ și $B_2$, care limitează curentul de circulație între punctele $M$ și $N$, ca urmare a variațiilor periodice ale potențialelor acestor puncte, în jurul valorii $U_{0\alpha}$. Sensul curentului prin sarcină și al curentului de circulație (pulsatoriu) corespunde sensului curentului debitat de mutatorul ce lucrează în regim de redresor.

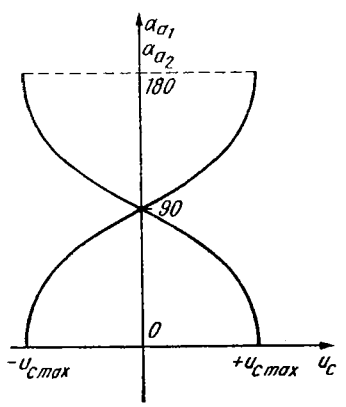



Fig. 2.113. Caracteristicile DCG la un mutator de 4 cadrane.

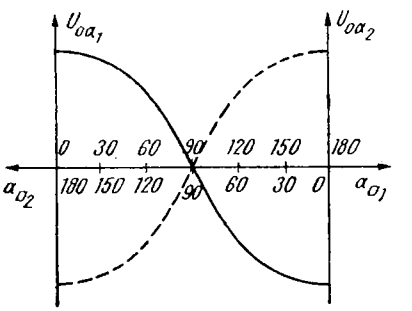



Fig. 2.114. Caracteristicile statice ale mutatoarelor $M_1$ și $M_2$, din structura mutatorului de 4 cadrane.

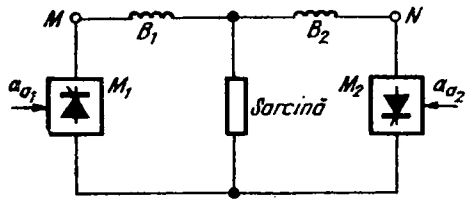



Fig. 2.115. Mutator de 4 cadrane cu curenți de circulație.

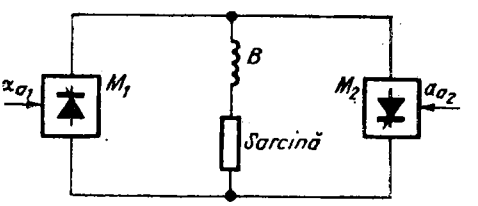



Fig. 2.116. Mutator de 4 cadrane fără curenți de circulație.

*În schemele fără curenți de circulație* (fig. 2.116), funcționează un singur mutator, în regim de redresor sau de invertor, celălalt fiind blocat. Neexistînd curent de circulație, legătura dintre mutatoarele $M_1$ și $M_2$ este directă. Bobina $B$ se introduce pentru filtrarea curentului prin sarcină.

**Scheme uzuale de mutatoare de 4 cadrane.** Principalele tipuri de scheme ale mutatoarelor de 4 cadrane sînt:

— cu *conexiune antiparalel*, numită și paralel — în opoziție (fig. 2.117,*a*,*b*,*c*);

— cu conexiune *în cruce* (fig. 2.117,*d*,*e*);

Schemele în conexiune antiparalel pot fi cu curent de circulație sau fără curent de circulație, după cum mutatoarele componente se leagă prin bobine de absorbție sau direct. Spre deosebire de conexiunea antiparalel, alimentarea mutatoarelor $M_1$ și $M_2$, la conexiunea în cruce, se realizează prin transformatoare de rețea diferite sau de la secundare diferite ale aceluiași transformator.

**Mutatoare de patru cadrane cu curenți de circulație.** Schema bloc a unui mutator de patru cadrane, cu curent de circulație, este dată în fig. 2.118. Considerînd mutatoarele $M_1$ și $M_2$ cu două pulsuri și ținînd cont că tensiunea pe bobinele de limitare $B_1$ și $B_2$ este

$$u_B = u_{r1} + u_{r2} \qquad (2.118$$

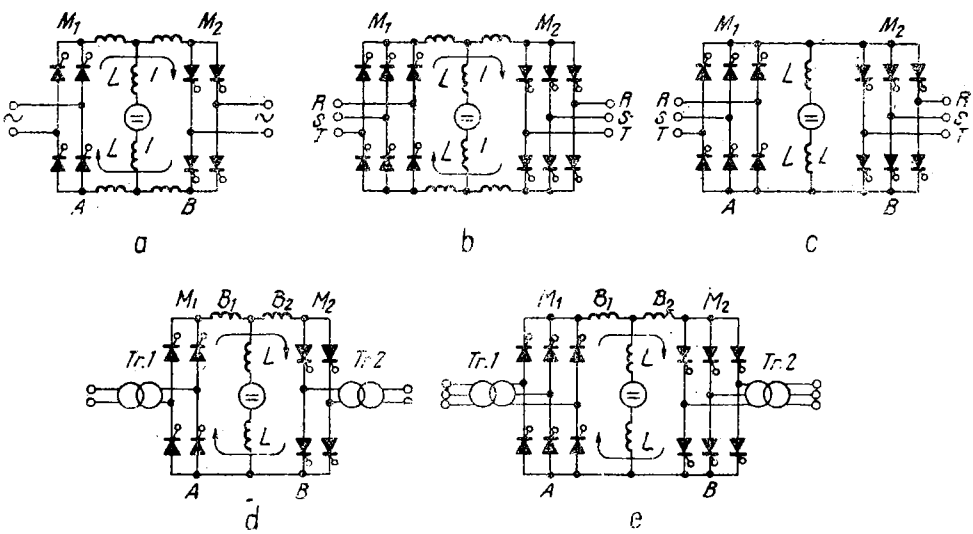



Fig. 2.117. Scheme uzuale de mutatoare de 4 cadrane:

*a* — cu 2 pulsuri, antiparalel, cu curent de circulație; *b* — cu 6 pulsuri, antiparalel cu curent de circulație; *c* — cu 6 pulsuri, antiparalel fără curent de circulație; *d* — cu 2 pulsuri, cu conexiune în cruce; *e* — cu 6 pulsuri, cu conexiune în cruce.

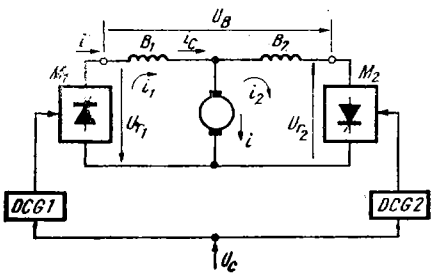



Fig. 2.118. Schema bloc a unui mutator de 4 cadrane cu curent de circulație.

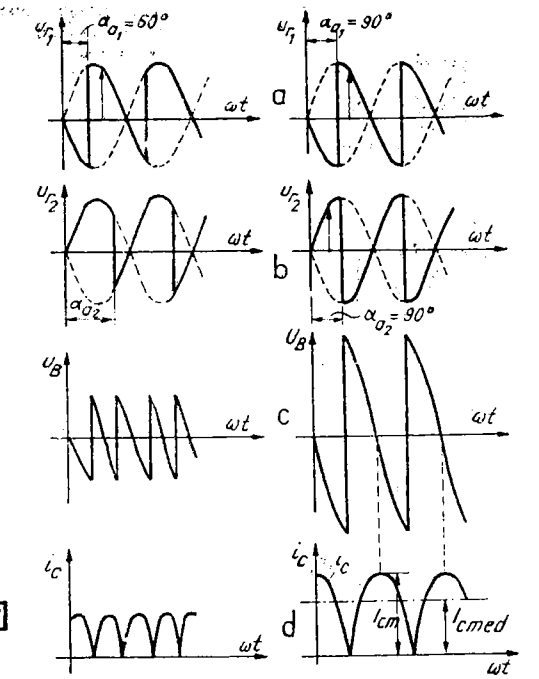



Fig. 2.119. Funcționarea mutatorului de 4 cadrane cu 2 pulsuri, cu curent de circulație:
*a* — tensiunea $u_{r1}$; *b* — tensiunea $u_{r2}$; *c* — tensiunea $u_B$; *d* — curentul de circulație.

în fig. 2.119, *a*, *b* și *c* sînt date diagramele tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$ și $u_B$, pentru $\alpha_{a1} = 60°$ și $\alpha_{a1} = 90°$. Este ușor de observat că forma tensiunii $u_B$ depinde de unghiul de amorsare $\alpha_{a1}$ și că amplitudinea maximă și frecvența minimă ale tensiunii $u_B$ se obțin la $\alpha_{a1} = \alpha_{a2} = 90°$ (fig. 2.119). În această situație, cea mai dezavantajoasă, se calculează inductivitatea totală a bobinelor $B_1$ și $B_2$, pentru limitarea curentului de circulație. Curenții $i_1$ și $i_2$ prin mutatoare, cu valorile medii $I_{01}$ respectiv $I_{02}$, nu pot avea decît sensurile din figură. Presupunînd circuitul sarcinii deschis ($i = 0$), rezultă că curentul de circulație ($i_c = i_1 = i_2$) nu poate avea valori instantanee negative, deci este un curent pulsatoriu (fig. 2.119,*d*). El crește, atunci cînd $u_B > 0$. Pentru a determina amplitudinea sa, $I_{cm}$, se scriu succesiv relațiile

$$L\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t} = U_B; \quad \omega L\frac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}\omega t} = u_B \tag{2.119}$$

$$I_{cm} = \frac{1}{\omega L}\int_0^{\pi/2} u_B(\omega t)\,\mathrm{d}\omega t = \frac{2\sqrt{2}\,U_2}{\omega L}\int_0^{\pi/2}\cos\omega t\,\mathrm{d}\omega t = \frac{\pi U_0}{\omega L} \tag{2.120}$$

Valoarea medie a curentului de circulație este $I_{c\,med} = \frac{2}{\pi} I_{cm}$. Impunînd o valoare limită admisibilă pentru $I_{c\,med}$, inductivitatea $L$ se determină cu relația

$$L \geqslant 3{,}18\frac{U_0}{I_{c\,med}} \quad [\mathrm{mH}] \tag{2.121}$$

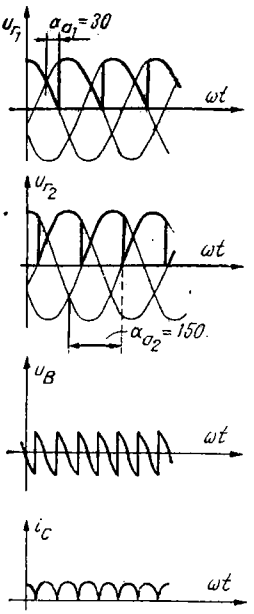



Fig. 2.120. Diagramele tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$, $u_B$, și a curentului $i_C$, pentru $\alpha_{a1}=30°$, la un mutator de 4 cadrane, cu 3 pulsuri.

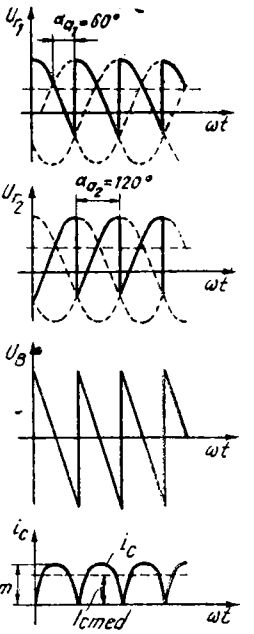



Fig. 2.121. Funcționarea mutatorului de 4 cadrane cu 3 pulsuri, pentru $\alpha_{a1}=60°$.

Atunci cînd mutatoarele $M_1$ și $M_2$ sînt cu trei pulsuri, diagramele tensiunilor $u_{r1}$, $u_{r2}$, $u_B$ și ale curentului $i_c$, pentru un unghi $\alpha_{a1}$ oarecare ($\alpha_{a1}=30°$), sînt date în fig. 2.120. Situația de comandă cea mai dezavantajoasă, cînd amplitudinea tensiunii $u_B$ este maximă, iar frecvența acesteia este minimă, se obține pentru $\alpha_{a1}=60°$, $\alpha_{a2}=120°$ (fig. 2.121). Pentru această situație, calculul inductivității $L$ se face cu relația

$$L \geqslant 1{,}09\,\frac{U_0}{I_{c\,med}} \quad [\text{mH}] \tag{2.122}$$

Mutatoarele cu curent de circulație au următoarele avantaje: sînt simple, robuste și permit — prin alegerea corespunzătoare a curentului mediu de circulație — evitarea regimului de curent întrerupt, regim care modifică substanțial caracteristica mutatorului (panta caracteristicii externe). Dezavantajele lor sînt legate de prezența bobinelor pentru limitarea curentului de circulație și de pierderile suplimentare de energie, datorită existenței permenente a curentului de circulație.

**Mutatoare de patru cadrane, fără curent de circulație.** Așa cum s-a arătat, în schemele fără curent de circulație funcționează un singur mutator, ca redresor sau invertor, celălalt fiind blocat. În fig. 2.122 sînt date, sintetic, regimurile mutatoarelor $M_1$ și $M_2$ și ale mașinii de c.c., în cele patru cadrane din planul $U_{0\alpha} - I_0$.

Schema de principiu simplificată a unui mutator de patru cadrane, fără curent de circulație, este dată în fig. 2.123. Dispozitivele de comandă pe grilă $DCG_1$ și $DCG_2$, transmit impulsurile de amorsare, decalate cu unghiurile $\alpha_{a1}$, respectiv $\alpha_{a2}$ ($\alpha_{a1}+\alpha_{a2}=180°$), prin intermediul porților $P_1$ și $P_2$. Acestea sînt deschise sau închise, în funcție de comanda primită de la circuitul de comandă, $CC$, fără a putea fi deschise simultan. Detectorul de nul, $DN$, sesizează trecerea prin zero a curentului $i$, transmițînd — în momentul respectiv — un semnal către $CC$.

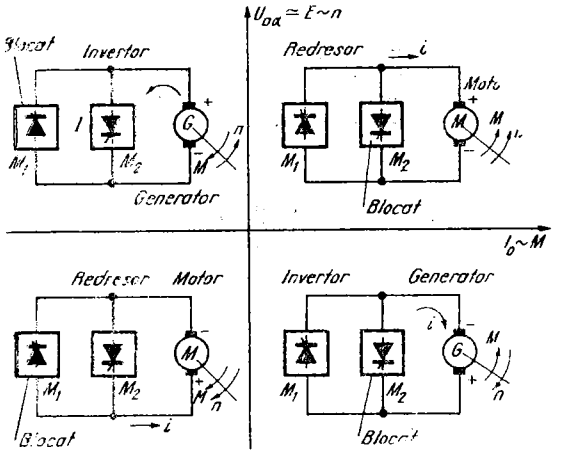



Fig. 2.122. Regimurile de funcționare ale mutatorului de 4 cadrane fără curent de circulație și ale mașinii de c.c.

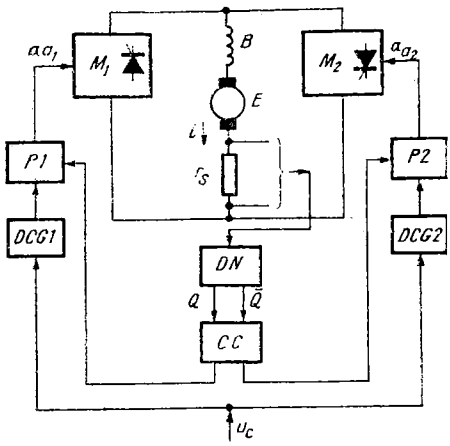



Fig. 2.123. Schema de principiu simplificată a unui mutator de 4 cadrane fără curent de circulație.

Presupunem că mutatorul $M_1$ funcționează ca redresor, deci poarta $P_1$ este deschisă, iar $P_2$ este închisă. Dacă se micșorează lent tensiunea $u_c$, crește corespunzător unghiul $\alpha_{a1}$, scade tensiunea $U_{0\alpha}$ și, cînd devine egală cu t.e.m. $E$, curentul $i$ se anulează. Detectorul de nul $DN$ transmite un semnal la $CC$, care închide poarta $P_1$ și deschide poarta $P_2$. Întrucît $\alpha_{a2} = 180 - \alpha_{a1}$ și s-a presupus că comutatea mutatoarelor se produce foarte rapid, iar viteza de scădere a lui $\alpha_{a2}$ este mică, unghiul de amorsare $\alpha_{a2}$ comandă mutatorul $M_2$ în regim de invertor, la o tensiune $|U_{0\alpha}|$ apropiată de $E$. Scăderea unghiului $\alpha_{a2}$, corespunzătoare vitezei de scădere a comenzii $u_c$, conduce la îndeplinirea condiției $|U_{0\alpha}| < E_c$, pentru funcționarea ca invertor a mutatorului $M_2$. Dacă, după un timp, tensiunea $u_c$ rămîne în continuare constantă și există sarcină mecanică la arborele mașinii de c.c., atunci t.e.m. $E$ scade, pînă se atinge valoarea $|U_{0\alpha}|$, cînd $i = 0$. Din nou $DN$ și $CC$ deschid poarta $P_1$ și blochează poarta $P_2$. Mutatorul $M_1$ este comandat ca redresor, cu un unghi $\alpha_{a1} = 180 - \alpha_{a2}$, la care tensiunea $U_{0\alpha}$ este apropiată de $E$. Micșorarea t.e.m. sub valoarea $U_{0\alpha}$ (datorită sarcinii mecanice la arborele motorului) determină apariția curentului mediu prin motor $I_0 = (U_{0\alpha} - E)/R$.

Funcționarea unei scheme reale de mutator în patru cadrane, fără curent de circulație, este mult mai complicată, deoarece se impune condiția ca detectorul de nul să nu basculeze schema la sesizarea unei pauze de curent, în regimul de curent întrerupt prin sarcină.

### 2.4.7.4. Convertoare de frecvență directe (cicloconvertoare)

Convertoarele de frecvență directe transformă tensiunea alternativă de intrare, cu frecvența $f_1$, într-o tensiune alternativă la ieșire, cu frecvența $f_2$ (fig. 2.2,*b*). Tensiunea de ieșire se sintetizează utilizînd arce de sinusoidă din sistemul $m$-fazat al tensiunilor de intrare. Aceste convertoare pot fi: *cu comutație forțată externă*, numite și *cicloconvertoare*, și *cu comutație proprie*,

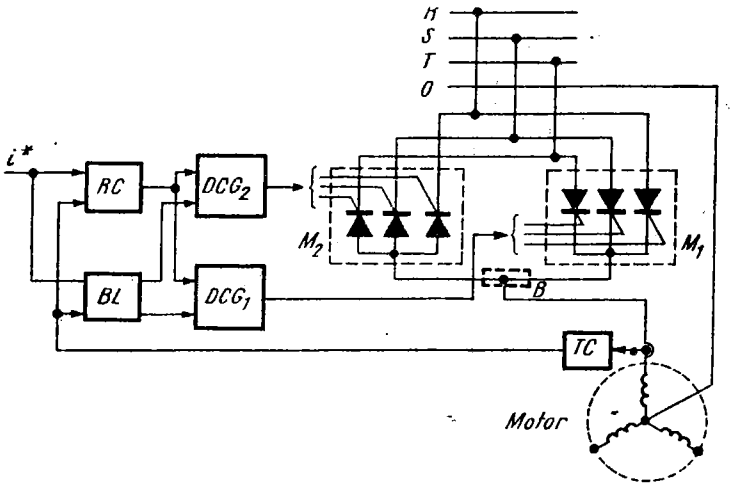



Fig. 2.124. Schema unui cicloconvertor utilizînd mutatoare cu 3 pulsuri.

În cele ce urmează se prezintă convertoarele cu comutație forțată externă (cicloconvertoarele), care sînt cele mai răspîndite, în clasa convertoarelor de frecvență directe. Ele furnizează tensiuni cu frecvențe $f_2$ mai mici decît $f_1$.

În fig. 2.124 este dată schema unui cicloconvertor cu tensiune de intrare trifazată, care produce la ieșire o tensiune alternativă de frecvență $f_2 \ll f_1$, pe o sarcină $R-L$. Convertorul este format din două mutatoare cu trei pulsuri în conexiune antiparalel. Acestea pot fi comandate în mai multe moduri: cu curent de circulație, cînd se prevede bobina $B$, sau fără curent de circulație. Schema din fig. 2.124 corespunde comenzii fără curenți de circulație. Dispozitivele de comandă pe grilă, $DCG_1$ și $DCG_2$ pot aduce mutatoarele în regim de redresor sau în regim de invertor, în funcție de semnalele elaborate de regulatorul de curent $RC$ și de blocul logic $BL$. Regulatorul de curent primește referința de curent, $i^* = I^* \sin 2\pi f_2 t$, unde $f_2 \ll 50$ Hz, precum și semnalul de reacție dat de traductorul de curent, $TC$. Întrucît sarcina are caracter inductiv, defazajul dintre curba tensiunii medii, $U_{0\alpha}$, și cea a curentului mediu prin sarcină, $I_0$, determină o succesiune de regimuri de funcționare a mutatoarelor $M_1$ și $M_2$, indicată în fig. 2.125. Această succesiune este asigurată de ansamblul elementelor de comandă din schema analizată.

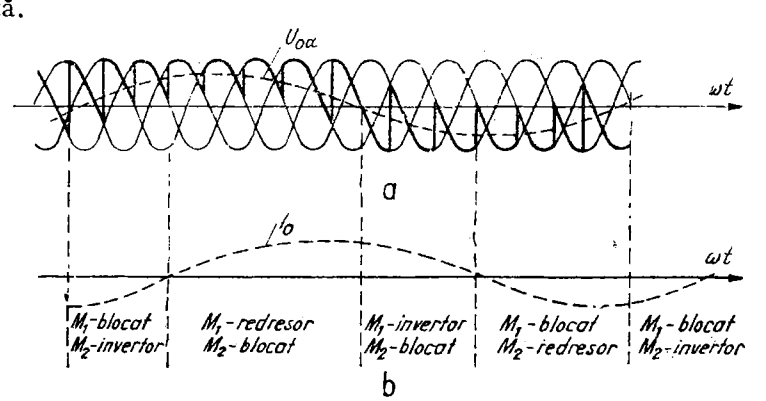



Fig. 2.125. Succesiunea regimurilor de funcționare a mutatoarelor $M_1$ și $M_2$ din schema dată în fig. 2.124.

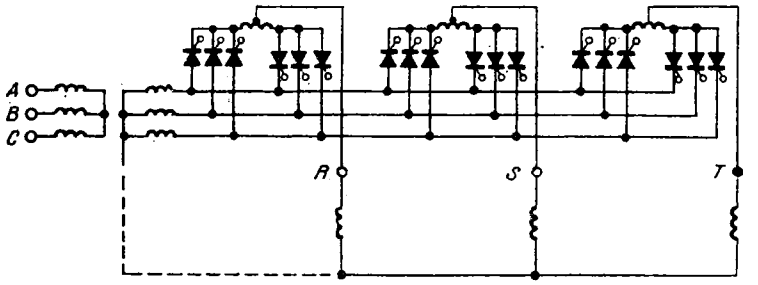



Fig. 2.126. Schema circuitului de forță al unui cicloconvertor pentru sintetizarea unui sistem de tensiuni trifazate, utilizînd mutatoare cu 3 pulsuri.

Regimul de funcționare fără curenți de circulație are dezavantajele cunoscute: la valori mici ale curentului $I_0$ (în apropierea trecerii prin zero a curentului mediu alternativ), apare regimul de conducție întreruptă, unde o pauză de curent, la $I_0 \neq 0$, poate perturba secvența comenzilor. Pentru evitarea acestor situații, se adoptă o logică „de basculare" a celor două mutatoare mai complicată. Modificarea caracteristicii mutatoarelor în regimul cu pauză de curent în sarcină conduce — de asemenea — la greutăți în utilizarea schemei fără curenți de circulație.

Dacă se adoptă schema antiparalel cu curenți de circulație, comanda convertorului se simplifică și se poate evita — prin dimensionarea corespunzătoare a bobinei $B$ — regimul de curent întrerupt în sarcină. În fine, pentru a elimina și dezavantajul prezenței permanente a curentului de circulație, se poate utiliza o soluție de comandă, în care convertorul să lucreze cu curenți de circulație numai în zonele de trecere prin zero a curentului mediu $I_0$, cînd poate apărea regimul de conducție întreruptă.

Cicloconvertoarele se utilizează în acționările reglabile cu motoare de c.a. comandate în frecvență. Schema circuitului de forță al unui cicloconvertor, utilizînd mutatoare cu trei pulsuri, pentru alimentarea unui motor asincron trifazat, este dată în fig. 2.126. Frecvența maximă a tensiunii de ieșire, $f_2$, este limitată la circa 20% din frecvența rețelei, adică 10 Hz. Dacă în schema cicloconvertorului se utilizează mutatoare cu 6 pulsuri (fig. 2.127), frecvența $f_2$

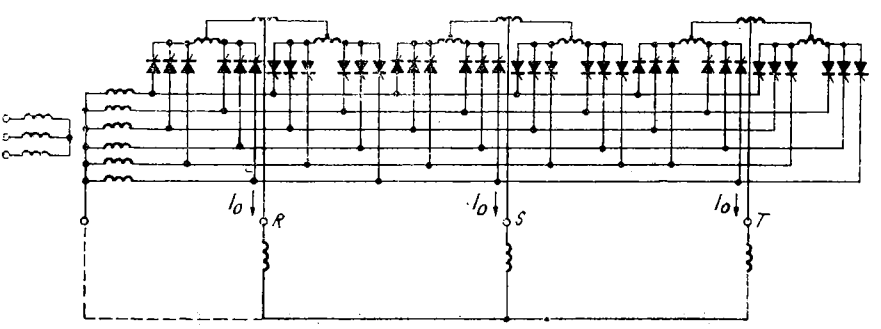



Fig. 2.127. Schema circuitului de forță al unui cicloconvertor trifazat, utilizînd mutatoare cu 6 pulsuri.

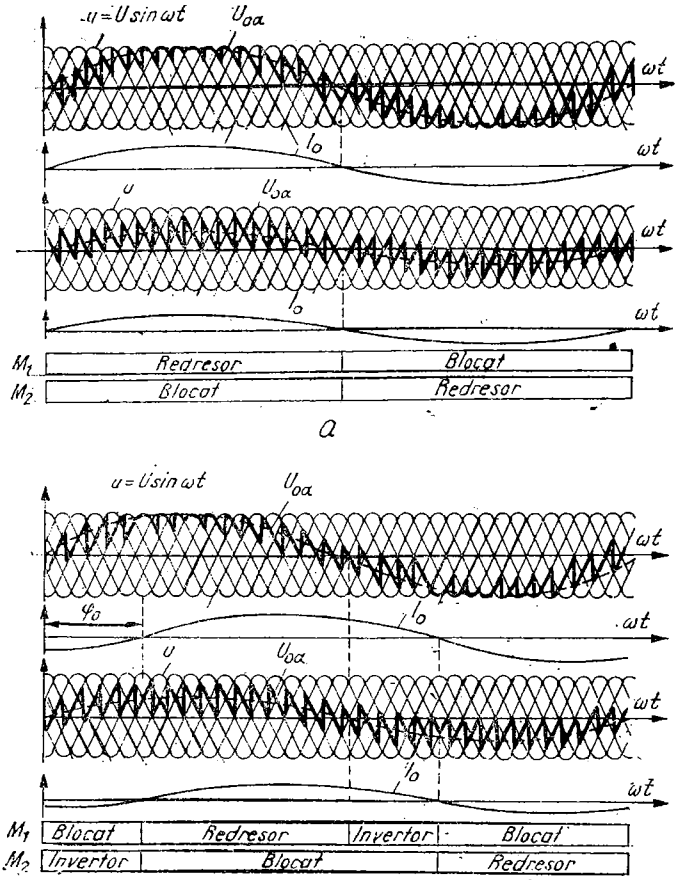



Fig. 2.128. Diagramele tensiunii $U_0$ și curentului mediu $I_0$, la un cicloconvertor utilizînd mutatoare cu 6 pulsuri, pentru două valori ale amplitudinii curentului $i^*$:
*a* — cazul sarcinii rezistive; *b* — cazul sarcinii inductive.

poate ajunge pînă la 20 Hz. Diagramele tensiunii $U_{0\alpha}$ și ale curentului mediu $I_0$, pentru două valori ale amplitudinii curentului $i^* = I^* \sin 2\pi f_2 t$, ce reprezintă referința buclei de curent (s-a presupus comanda fără curenți de circulație), sînt date în fig. 2.128.

## 2.5. MUTATOARE CU COMUTAȚIE PROPRIE

### 2.5.1. NOȚIUNI GENERALE

În schemele mutatoarelor cu comutație proprie sînt prevăzute „dispozitive de blocare", care dispun de energia necesară întreruperii conducției unui tiristor într-un circuit cu sarcină inductivă. Aceste dispozitive se introduc deoarece mutatorul nu primește, de la o rețea de c.a., energia reactivă necesară comutației curentului de la un ventil la altul.

Dispozitivele de blocare se bazează, aproape în exclusivitate, pe energia acumulată în condensatoare, numite condensatoare de blocare — părți integrante ale dispozitivelor de blocare.

Mutatoarele cu comutație proprie pot fi: variatoare de c.c., invertoare autonome, convertoare de c.a. etc. În cele ce urmează se prezintă principalele mutatoare cu comutație proprie, clasificate după funcția realizată în conversia parametrilor energiei electrice.

## 2.5.2. VARIATOARE DE CURENT CONTINUU

### 2.5.2.1. Principii de realizare a variatoarelor de c.c.

Variatorul de c.c. primește la intrare o tensiune continuă, $U$, de obicei constantă, și furnizează la ieșire o tensiune cu valoare medie, $U_0 < U$, ajustabilă prin intermediul unui semnal de comandă.

Schema de principiu a unui variator de c.c. este dată în fig. 2.129. S-a presupus la ieșire o sarcină $R$-$E$-$L$, $D$ fiind dioda de descărcare. Întreruptorul din schemă este acționat ciclic, cu perioada T, rămînînd închis un timp $\tau$ din perioada $T$. Tensiunea $u$ la bornele sarcinii va avea forma unor impulsuri cu perioada $T$ și durata $\tau$. Modificarea valorii medii a tensiunii la bornele sarcinii se poate face prin mai multe metode.

1. *Prin modulația în durată a impulsurilor* (fig. 2.130). În acest caz, perioada $T$ este constantă, iar durata $\tau$ este variabilă. Valoarea medie a tensiunii $u$ este

$$U_0 = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{T}\int_0^\tau u(t)\,\mathrm{d}t = U_0\frac{\tau}{T} \qquad (2.123)$$

deci, rezultă proporțională cu raportul $\tau/T$.

2. *Prin modulația în frecvență a impulsurilor* (fig. 2.131), cînd $\tau$ = const și perioada $T$ este ajustabilă. În acest caz

$$U_0 = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{T}\,U_0\tau = U_0\tau f = kf; \quad (k = U_0\tau) \qquad (2.124)$$

unde $f$ este frecvența impulsurilor.

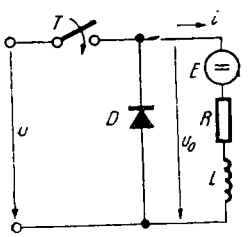



Fig. 2.129. Schema de principiu a unui variator de c.c.

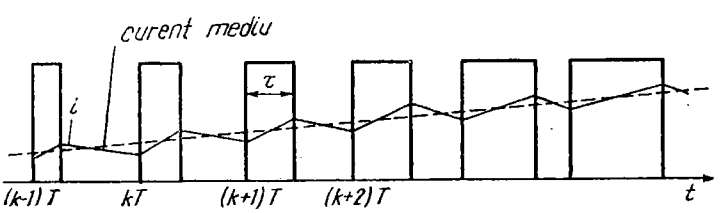



Fig. 2.130. Modulația în durată a impulsurilor.

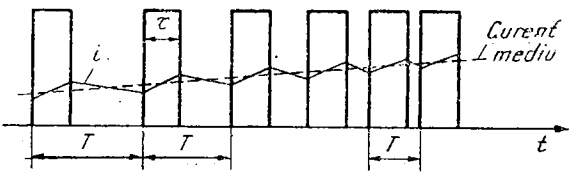



Fig. 2.131. Modulația în frecvență a impulsurilor.

3. *Utilizînd regulator bipoziţional de curent*, în conformitate cu schema de principiu din fig. 2.132,*a*. Regulatorul *RB* compară valoarea prescrisă a curentului, $i_p$, cu valoarea reală — furnizată de traductorul de curent *TC* — şi stabileşte o comandă de tip închis (1) — deschis (0), în concordanţă cu caracteristica din fig. 2.132, *b*. Funcţionarea variatorului este ilustrată prin diagrama din fig. 2.132,*c*. Curbele *1* şi *2* sînt variaţiile curentului prin sarcină, la închiderea, respectiv deschiderea contactului. Pentru valoarea prescrisă $i_{p1}$, curentul creşte după curba *1*, pînă la atingerea pragului de basculare în 0 a regulatorului, după care urmează procesul ciclic de comandă bipoziţională, arcele curbei curentului fiind paralele cu porţiunile curbelor *1* şi *2*, corespunzătoare domeniului de lucru al regulatorului. Se observă că la schimbarea valorii prescrise a curentului, se modifică atît perioada *T*, cît şi durata $\tau$.

Variatoarele realizate după schema de principiu din fig. 2.129 se mai numesc *„choppere de putere"*.

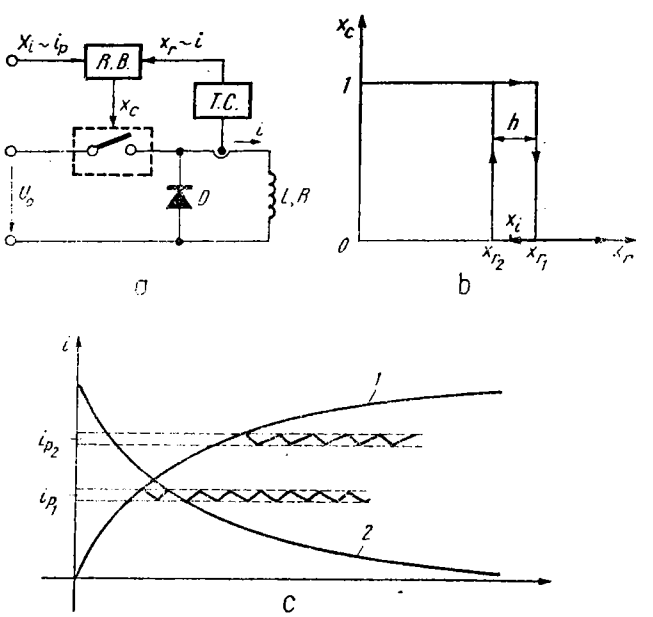



Fig. 2.132. Variator de c.c. cu regulator bipoziţional de curent:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica regulatorului bipoziţional; *c* — diagrama de funcţionare a variatorului.

### 2.5.2.2. Scheme de variatoare de c.c.

Există o mare varietate de scheme ale variatoarelor de c.c., generată de modalitățile realizării dispozitivului de blocare. O schemă foarte simplă este prezentată în fig. 2.133,*a*, în care $T$ este tiristorul principal, $C$ — condensator de blocare, $T_1$—$T_4$ — tiristoare de blocare, $D$ — dioda de descărcare. Diagrama comenzilor pe grilă, care ilustrează principiul de funcționare, este dată în fig. 2.133,*b*. În ipoteza că schema nu a mai funcționat, se aplică întîi impulsurile $i_{G1}$ și $i_{G4}$ care deschid tiristoarele $T_1$ și $T_4$. Condensatorul $C$ se încarcă rapid, cu polaritatea $\pm$, prin tiristoarele $T_1$, $T_4$ și sarcină. Cînd curentul de încărcare scade sub curentul de menținere al tiristoarelor $T_1$ și $T_4$, acestea se blochează și condensatorul rămîne încărcat cu tensiunea $U$, izolat față de restul elementelor. În continuare, se aplică impulsul de amorsare tiristorului principal, stabilindu-se curentul prin sarcină. După durata $\tau$ se comandă amorsarea tiristoarelor $T_2$ și $T_3$, care conectează condensatorul $C$, încărcat la tensiunea $U$, în paralel cu tiristorul principal, cu polaritatea $+$ la catod și $-$ la anod. Tiristorul principal se blochează, iar prin tiristoarele $T_2$ și $T_3$ are loc reîncărcarea condensatorului $C$, cu polaritatea inversată: $\mp$. După ce curentul de încărcare a scăzut sub curentul de menținere, tiristoarele $T_2$ și $T_3$ se blochează și condensatorul rămîne încărcat la tensiunea $U$, izolat de restul elementelor. În continuare se aplică comanda de amorsare a tiristorului $T$ și — după intervalul $\tau$ — comenzile de amorsare ale tiristoarelor $T_1$ și $T_4$, care cuplează condensatorul $C$ în paralel cu tiristorul $T$, blocîndu-l. Condensatorul $C$ se reîncarcă cu polaritatea $\pm$ ș.a.m.d. Se observă că durata impulsurilor, $\tau$, se poate modifica prin ajustarea fazei impulsurilor de comandă pe grilă la tiristoarele de blocare. Într-o prezentare mai în detaliu a funcționării trebuie să se țină cont de procesele de comutație din schemă, pusă în evidență în diagrama din fig. 2.134, *b*. În fig. 2.134,*a* sînt figurate inductivitățile de comutație $L_{c1}$ și $L_{c2}$. La aplicarea impulsurilor $i_{G1}$ și $i_{G4}$, în momentul $t_1$, se produce comutația între tiristorul $T$ și tiristoarele $T_1$, $T_4$, pe inter-

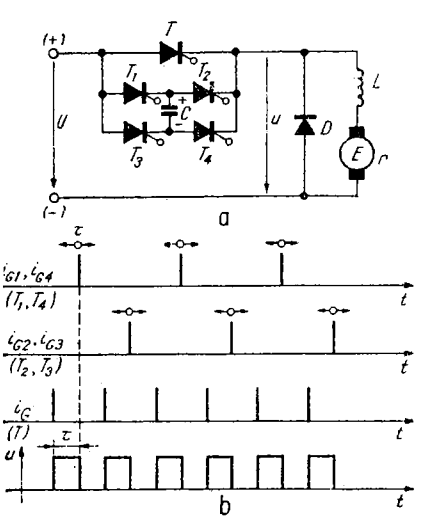



Fig. 2.133. Variator de c.c. cu 4 tiristoare de stingere:

*a* — schema de principiu; *b* — diagrama comenzilor pe grilă și a tensiunii pe sarcină.

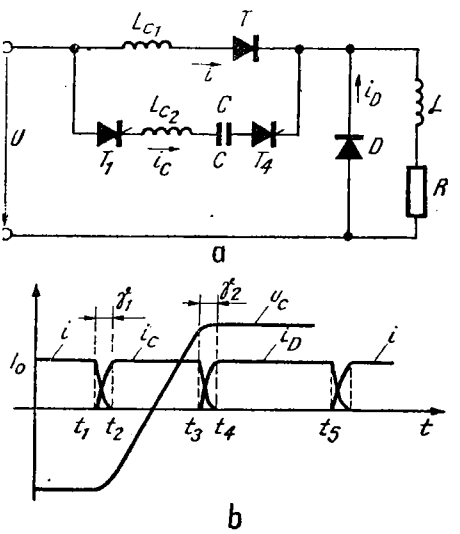



Fig. 2.134. Comutația în variatorul cu schema din fig. 2.133:

*a*–schema circuitului în perioada comutației; *b*–diagrama curenților și a tensiunii pe condensatorul de stingere.

valul $\gamma_1$. După anularea curentului anodic, în momentul $t_2$, începe reîncărcarea condensatorului $C$, conectat în paralel cu $T$. Întrucît $i \simeq$ const., sarcina fiind puternic inductivă, tensiunea $u_c = -u_a$ crește aproape liniar după momentul $t_2$. Inversarea polarității acestei tensiuni trebuie să se facă într-un interval $\Delta t$, mai mare decît timpul de dezamorsare a tiristorului principal, $t_q$, altfel nu se realizează blocarea acestuia. Din relațiile

$$C\frac{du_c}{dt} = i_c; \quad i_c \simeq I_0 = \text{const.} \tag{2.125}$$

scrise pe intervalul $\Delta t$, se obține

$$\Delta t = \frac{CU}{I_0} \tag{2.126}$$

Impunînd $\Delta t > t_q$, rezultă condiția

$$C > t_q \frac{I_0}{U} \tag{2.127}$$

În momentul $t_3$, procesul de încărcare a condensatorului se încheie și are loc comutația, pe intervalul $\gamma_2$, între tiristoarele $T_1$, $T_4$ și dioda de descărcare $D$. În momentul $t_5$ se aplică impulsul de amorsare tiristorului principal și are loc comutația: dioda $D$ — tiristor $T$. Întrucît inductivitățile de comutație „naturale" din schemele chopperelor de putere sînt foarte mici, este posibil ca gradienții de curent să depășească valorile admisibile; din acest motiv, este necesar să se introducă inductivități pentru limitarea acestor gradienți.

Schema prezentată are două dezavantaje: necesită patru tiristoare de blocare și nu poate asigura caracteristici ale dispozitivului de blocare, independente de sarcină (încărcarea condensatorului $C$ se face prin sarcină).

Primul dezavantaj poate fi eliminat cu schema din fig. 2.135, *a* unde intervine un singur tiristor de blocare. În fig. 2.135, *b—e* sînt date schemele cu elementele în conducție, în diversele faze de funcționare a variatorului, precum și diagrama curenților și tensiunilor, în ipoteza comutației ideale. În prima fază de funcționare, se comandă amorsarea tiristorului $T_1$ (fig. 2.135,*b*). Condensatorul $C$ se încarcă cu polaritatea din figură și — după încărcare — tiristorul se blochează, prin scăderea curentului sub valoarea de menținere. În faza a doua (fig. 2.135, *c*) se comandă deschiderea tiristorului principal, $T$, ceea ce determină stabilirea curentului de sarcină prin tiristor. În același timp, se închide circuitul oscilant $L_1C$, în care condensatorul avea inițial tensiunea $U$ la borne. Pe conturul indicat în fig. 2.135,*c* se va declanșa un regim oscilant, care — datorită diodei $D_1$ — nu se poate desfășura decît pe semialternanța pozitivă a curentului (fig. 2.135,*f*). După această semialternanță, condensatorul rămîne încărcat cu polaritate inversă, față de situația de la începutul fazei 2. Menționăm că astfel de procese oscilante pe o semialternanță, pentru inversarea polarității tensiunii la bornele unui condensator de blocare, se întîlnesc foarte frecvent în mutatoarele cu comutație proprie. În faza a 3-a (fig. 2.135,*d*) se comandă amorsarea tiristorului $T_1$, care conectează condensatorul $C$ în paralel cu tiristorul $T$, blocîndu-l. De asemenea, începe procesul de reîncărcare a condensatorului, cu polaritatea din figură ($\pm$). În continuare se succed ciclic fazele 2 și 3, deja descrise.

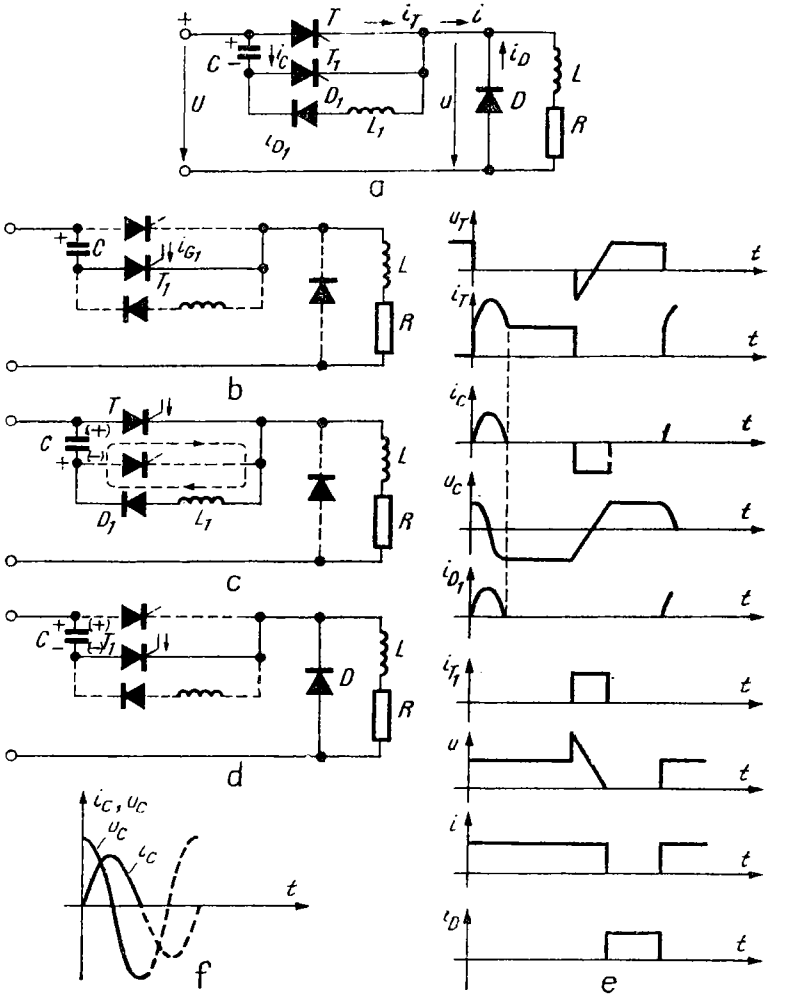



Fig. 2.135. Variator de c.c. cu un singur tiristor de stingere:
*a* — schema de principiu; *b* — amorsarea tiristorului $T_1$ și încărcarea inițială a condensatorului $C$; *c* — amorsarea tiristorului principal și schimbarea polarității tensiunii pe condensatorul C; *d* — amorsarea tiristorului $T_1$ și reîncărcarea condensatorului $C$; *e* — diagramele curenților și tensiunilor din variator; *f* — regimul oscilant pe o semialternanță în circuitul $L_1$—$C$.

Schema prezentată este simplă și economică, însă prezintă importante neajunsuri: curentul de încărcare a condensatorului depinde de sarcină (cînd aceasta este de tip $R$—$L$—$E$, dificultățile sînt sporite), impulsul de curent la reîncărcarea condensatorului $C$, prin regim oscilant, solicită suplimentar tiristorul $T$ etc. O schemă de variator de c.c., care elimină aceste dificultăți, este prezentată în fig. 2.136. Aici sînt prevăzute circuite separate pentru încărcarea condensatorului și inversarea polarității la borne. Ciclul de funcționare a variatorului conține trei faze:

— se comandă simultan amorsarea tiristoarelor $T$ și $T_3$; se stabilește curentul de sarcină prin tiristorul principal, iar prin $T_3$ se realizează încărcarea condensatorului $C$, cu polaritatea $\pm$ (de fapt, se completează încărcarea realizată în ultima fază a ciclului precedent); după terminarea încărcării, $T_3$ se blochează, însă $T$ rămîne în conducție;

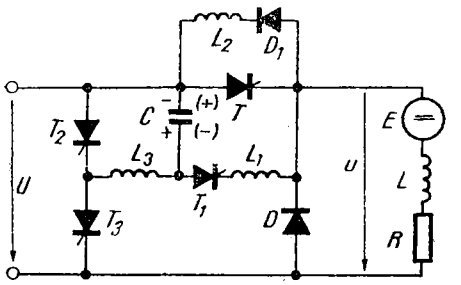



Fig. 2.136. Variator de c.c. cu circuite separate pentru încărcarea condensatorului și inversarea polarității la borne.

— se comandă tiristorul $T_2$, realizîndu-se — printr-un regim oscilant pe o semialternanță — inversarea polarității la bornele condensatorului $C$: $\mp$; la sfîrșitul acestui proces, tiristorul $T_2$ se blochează;

— se comandă amorsarea tiristorului de blocare $T_1$, care blochează tiristorul principal $T$, prin conectarea în paralel cu acesta, a condensatorului $C$; în același timp, se produce un regim oscilant pe o semialternanță, pe circuitul: $C—T_1—L_1—D_1—L_2—C$, în urma căruia se reîncarcă parțial condensatorul $C$, cu polaritatea $\pm$; la sfîrșitul acestui proces, tiristorul $T_1$ se blochează.

### 2.5.2.3. **Variatoare de c.c. de două și patru cadrane**

Schemele variatoarelor prezentate în paragraful anterior realizează caracteristici externe ce se extind într-un singur cadran. Pentru acționări reversibile sau pentru realizarea frînării recuperative a mașinii de c.c., conectată la ieșirea variatorului, se utilizează variatoare de două și patru cadrane.

În fig. 2.137 este dată schema unui variator de c.c. pentru cadranele 1 și 2, cuprinzînd chopperele $Ch_1$ și $Ch_2$, conectate prin inductivitatea de comutație $L_c$. În cadranul 1 funcționează chopperul $Ch_1$ și dioda de descărcare $D_1$, mașina de c.c. lucrînd ca motor. În cadranul 2 se realizează frînarea, deci mașina lucrează ca generator, debitînd în chopperul $Ch_2$, atunci cînd acesta este închis, sau în sursa de tensiune $U$ — prin dioda $D_2$ —, atunci cînd chopperul $Ch_2$ este deschis. În fig. 2.137,*b* sînt prezentate diagramele tensiunii la bornele sarcinii și a curentului din circuitul sursei.

Schema unui variator pentru cadranele 1 și 4 este dată în fig. 2.138. În intervalul $\tau$ de conducție a chopperelor $Ch_1$ și $Ch_2$, tensiunea $U$ se aplică sarcinii. În intervalul $T—\tau$, cînd chopperele $Ch_1$ și $Ch_2$ sînt blocate, curentul de sarcină se stabilește prin diodele $D_1$ și $D_2$, circulînd înspre sursă. Diodele fiind deschise, la bornele sarcinii se va aplica tensiunea — $U$. Rezultă că

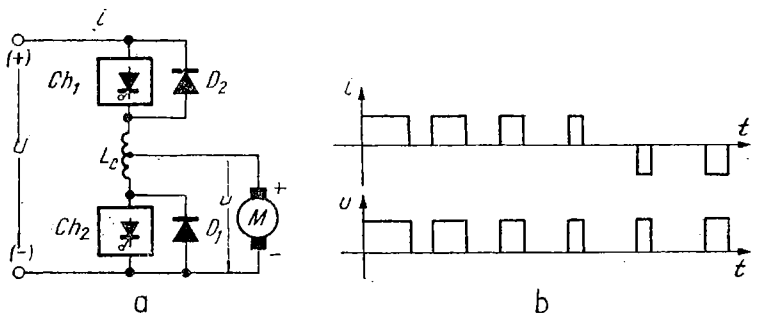



Fig. 2.137. Variator de c.c. pentru cadranele 1 și 2:
*a* — schema de principiu; *b* — diagramele tensiunii la bornele sarcinii și curentului din circuitul sursei.

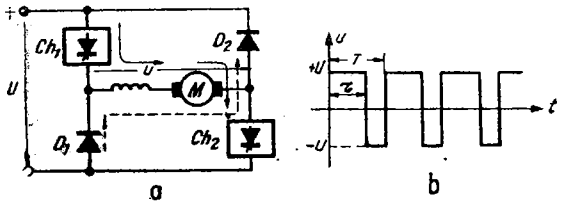



Fig. 2.138. Variator de c.c. pentru cadranele 1 și 4: *a* — schema de principiu; *b* — diagrama tensiunii la bornele sarcinii.

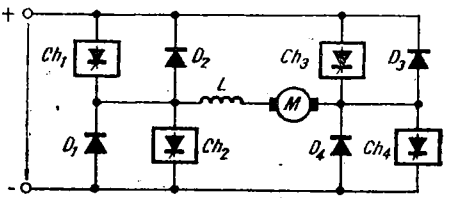



Fig. 2.139. Variator de c.c. de 4 cadrane.

sarcina va fi alimentată cu o tensiune periodică dreptunghiulară (fig. 2.138,*b*) a cărei valoare medie este

$$U_0 = \frac{U\tau - (T - \tau)U}{T} = \left(\frac{2\tau}{T} - 1\right)U$$

Cînd intervalul $\tau$ variază în domeniul $(0,T)$, valoarea medie a tensiunii la bornele sarcinii se modifică în domeniul $(-U,U)$.

Schema unui variator de c.c. de patru cadrane este dată în fig. 2.139. Dacă funcționează chopperele $Ch_1$ și $Ch_4$, împreună cu diodele $D_1$ și $D_3$, iar $Ch_2$ și $Ch_3$ sînt blocate, variatorul lucrează în cadranele 1 și 4, ca în cazul schemei anterioare. Cînd sînt comandate chopperele $Ch_2$ și $Ch_3$, lucrînd împreună cu diodele $D_2$ și $D_4$, iar $Ch_1$ și $Ch_4$ sînt blocate, schema funcționează în cadranele 2 și 3, inversîndu-se sensul curentului prin sarcină.

### 2.5.3. INVERTOARE CU COMUTAȚIE PROPRIE

Clasificarea invertoarelor cu comutație proprie poate fi făcută după mai multe criterii:

— după numărul fazelor din circuitul de ieșire, pot fi: monofazate sau polifazate (de obicei trifazate);

— după modul de blocare a tiristoarelor, invertoarele trifazate pot fi: cu blocare autonomă, de grup, pe faze și independentă;

— după forma tensiunii de ieșire etc.

#### 2.5.3.1. Invertoare monofazate

Invertoarele monofazate se utilizează, de regulă, la puteri mici.

O schemă foarte simplă de invertor monofazat este cea din figura 2.140, cunoscută sub denumirea de *invertor paralel* sau de *tip Wagner*. Presupunînd tiristorul $T_1$ în conducție și condensatorul C încărcat la tensiunea $2U$, cu polaritatea $\pm$, la amorsarea tiristorului $T_2$ se aplică tensiunea condensatorului pe tiristorul $T_1$, cu polaritatea minus la anod. Aplicarea tensiunii $U$ pe secțiunea $2-0$ a primarului transformatorului, produce apariția — prin efect de autotransformator — a unei tensiuni egale cu $2U$ între bornele $2-1$. Condensatorul $C$ se descarcă și se reîncarcă la tensiunea $2U$, cu polaritatea inversă față de situația anterioară. Aplicînd impuls de amorsare tiristorului $T_1$, condensatorul $C$ este conectat — prin $T_1$ — în paralel cu tiristorul $T_2$, transmițînd o tensiune negativă între anod și catod, egală cu $2U$. Tiristorul $T_2$ se blochează și condensatorul $C$ se reîncarcă cu polaritate inversă, la tensiunea $2U$, care apare între bornele $1-2$, prin efect de autotransformator.

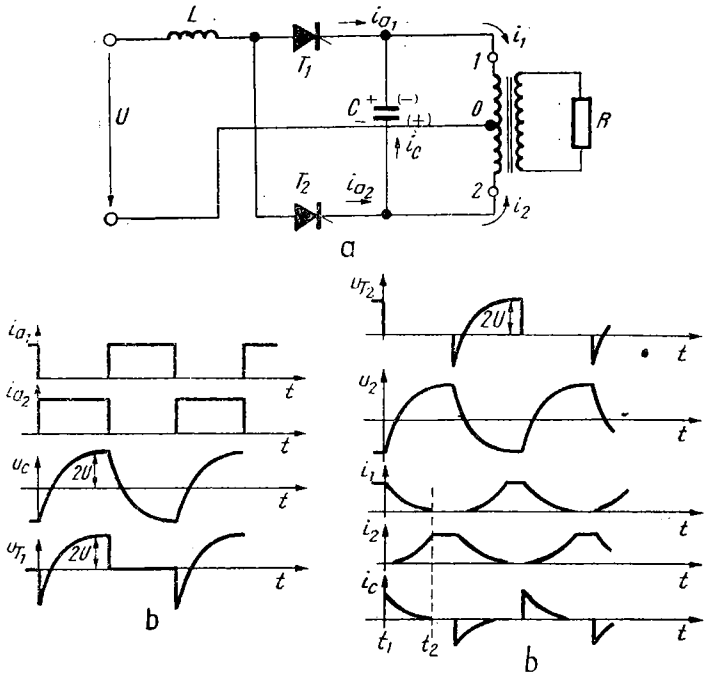



Fig. 2.140. Invertor monofazat paralel:
*a* — schema de principiu; *b* — diagramele curenților și tensiunilor din schemă.

Ciclul deschis se repetă periodic. În fig. 2.140,*b* sînt prezentate diagramele curenților și tensiunilor din schemă. La interpretarea acestora se ține cont că $L$ este o inductivitate de filtrare, de valoare foarte mare, care asigură realizarea condiției $I \simeq$ const. În intervalul $t_1 - t_2$ sînt valabile relațiile

$$i_c = i_1; \quad i_{a2} = I = i_2 + i_c$$

ceea ce justifică forma de variație a curenților $i_1$, $i_2$ și $i_c$.

Schema din fig. 2.140 se utilizează pentru sarcini rezistive. Analiza detaliată a schemei conduce la constatarea că, pentru valori mici ale curentului prin sarcină, crește amplitudinea tensiunii la bornele sarcinii, iar tensiunea aplicată tiristoarelor atinge valori mult mai mari decît $2U$ (fig. 2.141). Deci, valoarea curentului prin sarcină trebuie limitată inferior.

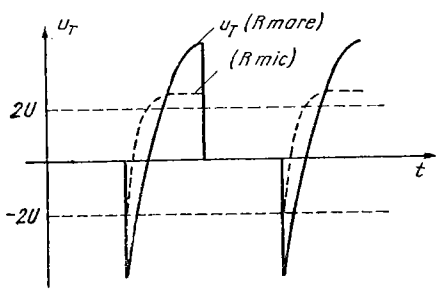



Fig. 2.141. Diagrama tensiunii la bornele tiristoarelor din schema dată în fig. 2.140, *a*, în cazul valorilor mici ale curentului prin sarcină.

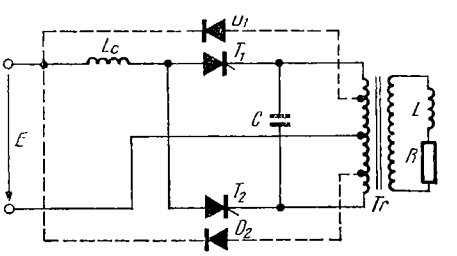



Fig. 2.142. Invertor monofazat paralel cu sarcină $R-L$.

O schemă de invertor monofazat, care elimină dezavantajele menționate și funcționează în mod obișnuit cu sarcină $R—L$, este dată în fig. 2.142. Aici, în locul inductivității $L$, de valoare mare, din schema precedentă, intervine inductivitatea de comutație, $L_c$, de valoare mult mai mică. Introducerea diodelor de descărcare $D_1$ și $D_2$ permite funcționarea în cazul sarcinii puternic inductive, chiar și la curenți mici de ieșire, fără ca tensiunea pe tiristoare să depășească cu mult valoarea $2U$.

O categorie importantă de invertoare monofazate o formează invertoarele *în punte*. În fig. 2.143,*a* este dată o variantă de invertor în punte, cuprinzînd tiristoarele $T_1—T_4$, diodele de descărcare $D_1—D_4$, condensatoarele de blocare $C_1—C_4$ și bobinele cu priză mediană $B_1$ și $B_2$. Presupunînd că tiristoarele $T_1$ și $T_4$ sînt în conducție, condensatoarele $C_2$ și $C_3$ sînt încărcate la tensiunea $U$ cu polaritățile din figură. La aplicarea impulsurilor de curent pe grilele tiristoarelor $T_2$ și $T_3$, acestea se amorsează și produc descărcarea condensatoarelor $C_2$ și $C_3$ prin secțiunile corespunzătoare ale bobinelor $B_1$ și $B_2$. Tensiunile care apar pe aceste bobine, prin efect de autotransformator, determină aplicarea la bornele tiristoarelor $T_1$ și $T_4$ a unor tensiuni inverse de amplitudine $U$, astfel încît aceste tiristoare se blochează. În continuare, condensatoarele $C_1$ și $C_4$ se încarcă la tensiunea $U$, cu polaritatea din figură. Cînd se dă comanda de amorsare a tiristoarelor $T_1$ și $T_4$, condensatoarele $C_1$ și $C_4$ se descarcă prin $T_1$, respectiv $T_4$, și secțiunile respective ale bobinelor $B_1$ și $B_2$. Tensiunile care apar pe bobine, prin efect de autotransformator, blochează tiristoarele $T_2$ și $T_3$, apoi se încarcă condensatoarele $C_2$ și $C_3$ ș.a.m.d. În fig. 2.143,*b* sînt date diagramele tensiunilor și curenților, în cazul celei mai simple posibilități de comandă a invertorului, considerînd că sarcina acestuia este puternic inductivă. În fig. 2.143, *c* este prezentată o variantă de comandă a invertorului, care permite obținerea unei forme a curentului din circuitul de ieșire, mai apropiată de cea sinusoidală.

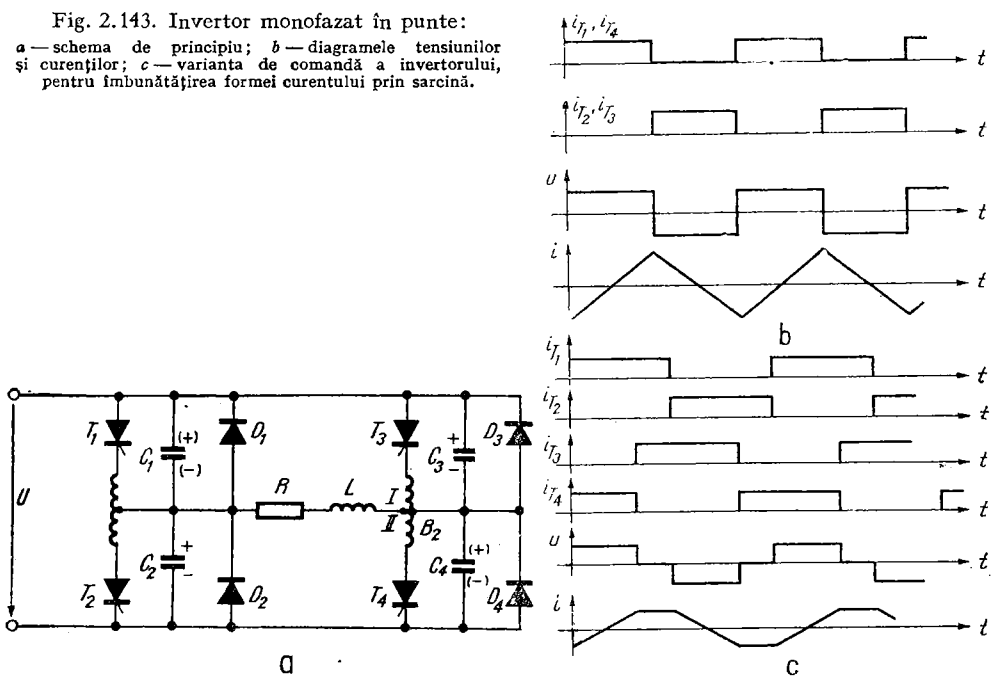



Fig. 2.143. Invertor monofazat în punte:
*a* — schema de principiu; *b* — diagramele tensiunilor și curenților; *c* — varianta de comandă a invertorului, pentru îmbunătățirea formei curentului prin sarcină.

### 2.5.3.2. Invertoare trifazate

După modul de blocare a unui tiristor din schemă, invertoarele trifazate se clasifică în mai multe categorii: *cu blocare autonomă, cu blocare de grup, cu blocare pe fază* și *cu blocare independentă.*

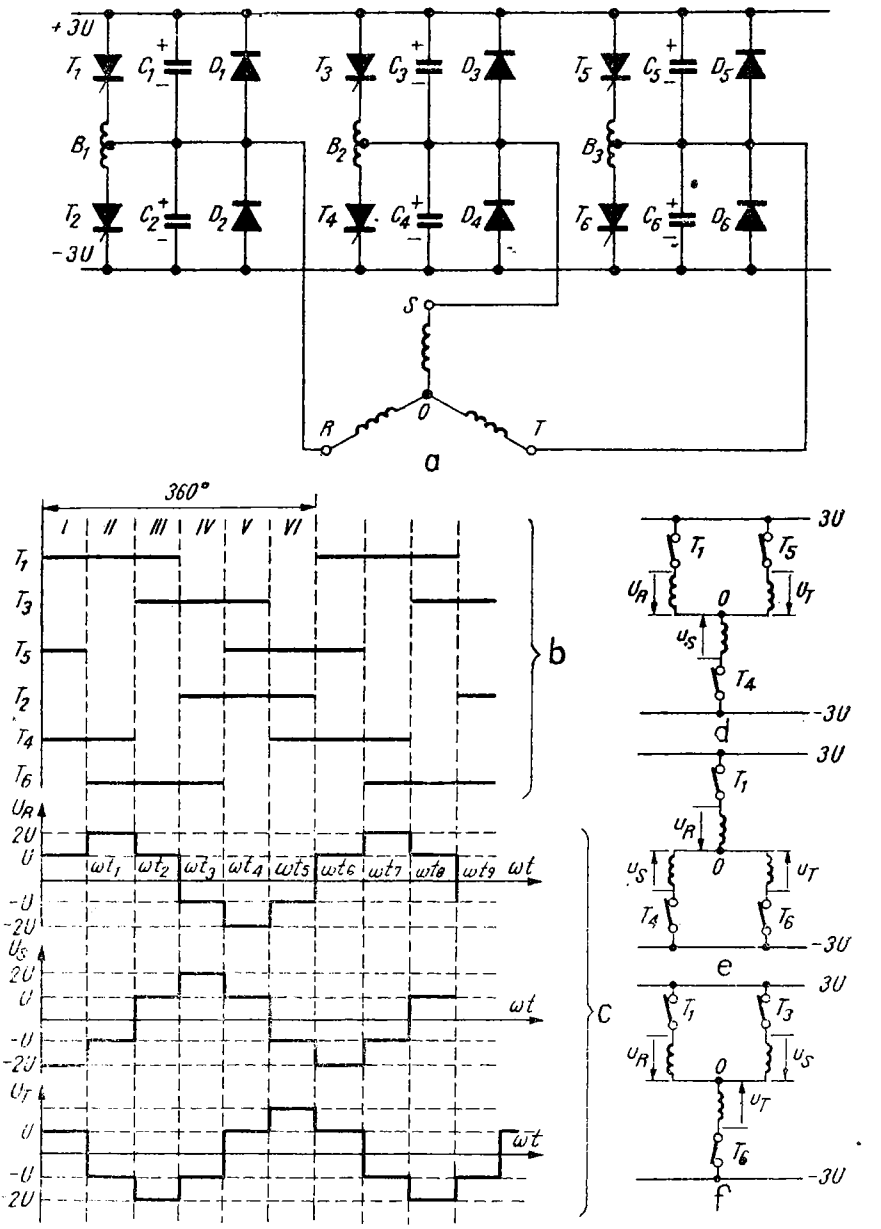



Fig. 2.144. Invertor trifazat cu interval de conducție de 180°:
*a* — schema de principiu; *b* — diagrama intervalelor de conducție; *c* — diagrama tensiunilor pe faze; *d* — schema echivalentă a invertorului în intervalul $(0, \omega t_1)$; *e* — schema echivalentă a invertorului în intervalul $(\omega t_1, \omega t_2)$; *f* — schema echivalentă a invertorului în intervalul $(\omega t_2, \omega t_3)$.

**Invertoare cu blocare autonomă.** La aceste invertoare, blocarea unui tiristor pe o fază este determinată de amorsarea tiristorului de pe faza următoare. Deci, fiecare tiristor care se amorsează joacă și rolul unui tiristor de blocare, pentru cel care a condus pînă în momentul respectiv.

Schema unui invertor trifazat, cu interval de conducție de 180° pentru fiecare tiristor, este dată în fig. 2.144, *a*. Diagrama intervalelor de conducție este dată în fig. 2.144,*b*. În intervalul $(0,\omega t_1)$ conduc tiristoarele $T_1$, $T_5$ și $T_4$ și schema echivalentă a invertorului este cea din fig. 2.144, *d*. Se observă că tensiunile pe faze sînt: $u_R = U$; $u_S = -2U$ și $u_T = U$ (fig. 2.144, *c*). În acest interval, condensatoarele $C_2$, $C_3$ și $C_6$ se încarcă la tensiunea $3U$, cu polaritățile indicate în figură. La $\omega t = \omega t_1$ se aplică impuls de amorsare pe grila tiristorului $T_6$. La deschiderea acestuia, condensatorul $C_6$ se descarcă prin secțiunea inferioară a bobinei $B_3$, astfel încît tensiunea care apare pe bobină, prin efect de autotransformator, se aplică cu polaritatea plus la catodul tiristorului $T_5$, blocîndu-l. După blocarea tiristorului $T_5$, condensatorul $C_5$ se încarcă cu polaritatea din figură. În noua situație, corespunzătoare intervalului $(\omega t_1, \omega t_2)$, schema echivalentă a invertorului este cea din fig. 2.144,*e*, din care rezultă: $u_R = 2U$, $u_S = -U$, $u_T = -U$ (fig. 2.144, *c*). La $\omega t = \omega t_2$ se deschide tiristorul $T_3$ și, datorită descărcării condensatorului $C_3$ prin secțiunea superioară a bobinei $B_2$, tiristorul $T_4$ se blochează. După blocarea lui $T_4$, condensatorul $C_4$ se încarcă la tensiunea de alimentare $3U$. Schema echivalentă a invertorului în intervalul $(\omega t_2, \omega t_3)$ este cea din fig. 2.144,*f*, din care rezultă: $u_R = U$, $u_S = U$ și $U_T = -2U$. În mod similar se obțin valorile tensiunilor pe fazele sarcinii în celelalte intervale: $(\omega t_3, \omega t_4)$, $(\omega t_4, \omega t_5)$, ...

Se observă că sarcina este alimentată de la un sistem trifazat simetric de tensiuni nesinusoidale, care aproximează sistemul tensiunilor sinusoidale. Frecvența tensiunii de ieșire se modifică prin frecvența impulsurilor aplicate pe grilele tiristoarelor.

O altă schemă de invertor cu stingere autonomă, în care intervalele de conducție a tiristoarelor sînt de 120°, este dată în fig. 2.145,*a*. Aici inter-

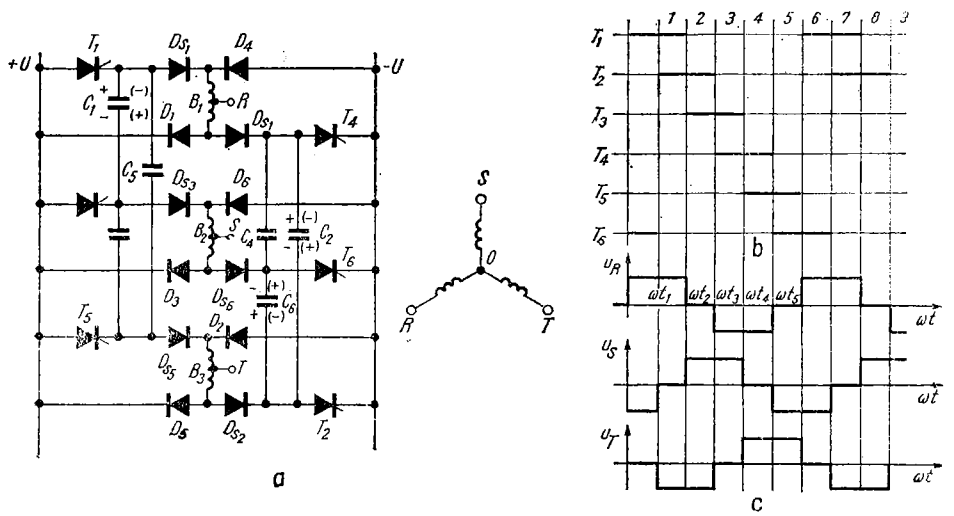



Fig. 2.145. Invertor trifazat cu stingere autonomă, cu interval de conducție de 120°: *a* — schema de principiu; *b* — diagrama intervalelor de conducție; *c* — diagrama tensiunilor pe faze.

vin — pe lîngă elementele cunoscute: tiristoarele $T_1 - T_6$, condensatoarele de blocare $C_1 - C_6$, diodele de descărcare $D_1 - D_6$ — bobinele cu priză mediană, $B_1 - B_3$, pentru realizarea inductivităților de comutație, și diodele de separare $D_{s1} - D_{s6}$, pentru evitarea transmiterii unor impulsuri de tensiune, din spre sarcină, care ar putea bloca tiristoarele aflate în conducție. Diagrama intervalelor de conducție pentru fiecare tiristor este dată în fig. 2.145, *b*. În intervalul $(0, \omega t_1)$ sînt în conducție tiristoarele $T_1$ și $T_6$, astfel încît $u_R = U$, $u_S = -U$, $u_T = 0$ (fig. 2.145,*c*). Condensatoarele de blocare $C_1$ și $C_6$ sînt încărcate cu polaritatea din figură (fără paranteze). La $\omega t = \omega t_1$, se amorsează tiristorul $T_2$ care conectează condensatorul $C_6$ în paralel cu tiristorul $T_6$, blocîndu-l. În același timp, se declanșează un regim oscilant pe o semialternanță, care conduce la inversarea polarității la bornele condensatorului $C_6$. Circuitul de reîncărcare cu polaritate inversată a condensatorului este: $C_6 - T_2 - D_6 - B_2 - D_{s6} - C_6$. Polaritatea stabilită la bornele condensatorului $C_6$, notată în paranteză în fig. 2.145,*a*, permite amorsarea — într-o fază ulterioară (la $\omega t = \omega t_5$) — a tiristorului $T_6$. Condensatorul $C_2$, încărcat anterior cu polaritatea din paranteze, se reîncarcă cu polaritatea $\pm$, pregătindu-se blocarea — într-o fază ulterioară — a tiristorului $T_2$.

În intervalul $(\omega t_1, \omega t_2)$ conduc tiristoarele $T_1$ și $T_2$, deci $u_R = U$, $u_S = 0$, $u_T = -U$. La $\omega t = \omega t_2$ se amorsează $T_3$, care conectează condensatorul $C_1$, încărcat cu polaritatea $\pm$, în paralel cu $T_1$, blocîndu-l. În continuare se produce reîncărcarea, cu polaritate inversată, a condensatorului $C_1$, datorită regimului oscilant pe o semialternanță, care are loc în circuitul: $C_1 - D_{s1} - B_1 - D_1 - T_3 - C_1$. Polaritatea stabilită, notată în paranteze în fig. 2.145,*a*, permite amorsarea ulterioară a lui $T_1$. În intervalul de conducție a tiristorului $T_3$ se încarcă condensatorul $C_3$, cu polaritatea $\pm$, ceea ce va permite blocarea lui $T_3$ la amorsarea tiristorului $T_5$. În celelalte intervale, funcționarea invertorului decurge în mod similar.

Cele două scheme de invertoare cu blocare autonomă se numesc „de tensiune", deoarece sînt alimentate de la o sursă de tensiune constantă. În fig. 2.146 este dată schema unui invertor cu blocare autonomă, „de curent", la care alimentarea se face printr-o bobină $B$, de mare inductivitate, care asigură $i = I_0 \simeq$ const, în decursul unei perioade a tensiunii de ieșire. Succesiunea comenzilor este aceeași ca în schema anterioară (fig. 2.145,*b*), tiristorul care se amorsează jucînd rolul și de tiristor de blocare. Particularitatea alimentării cu curent constant face ca diagramele din fig. 2.145, *c* să reprezinte — în acest caz — curenții prin fazele sarcinii.

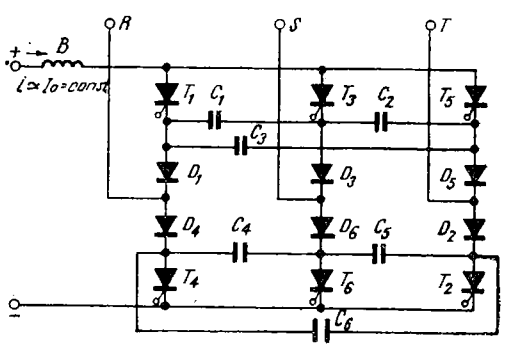



Fig. 2.146. Invertor trifazat de curent cu stingere autonomă.

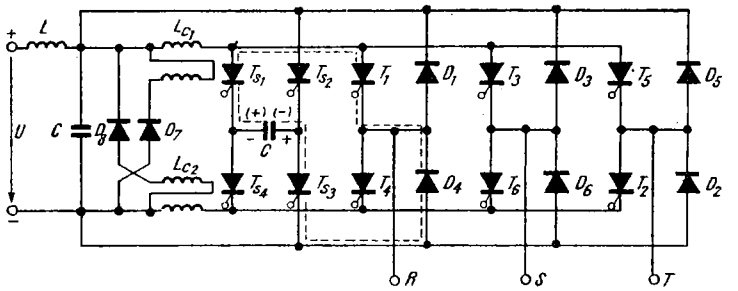


Fig. 2.147. Invertor trifazat cu stingere de grup.

**Invertoare cu blocare de grup.** Schema unui invertor trifazat cu blocare de grup este dată în fig. 2.147, în care $T_1 - T_6$ sînt tiristoarele principale, $T_{s1} - T_{s4}$ — tiristoare de blocare (stingere), $D_1 - D_8$ — diode de descărcare, $C$ — condensator de blocare. Blocarea tiristoarelor $T_1$, $T_3$ și $T_5$ este comandată prin amorsarea simultană a tiristoarelor $T_{s1}$ și $T_{s3}$, iar blocarea tiristoarelor $T_2$, $T_4$ și $T_6$ se produce la amorsarea tiristoarelor $T_{s2}$ și $T_{s4}$. Întrucît diagrama comenzii tiristoarelor este cea din fig. 2.145, *b*, se observă că procesele de blocare a tiristoarelor de indice impar și a celor de indice par se succed ciclic. Presupunînd că ultima blocare a fost a tiristorului $T_6$, condensatorul $C$ este încărcat cu polaritatea din figură. Blocarea tiristorului $T_1$ se produce la comanda tiristoarelor $T_{s1}$ și $T_{s3}$, cînd se realizează circuitul reprezentat cu linie întreruptă. Conectarea condensatorului în paralel cu $T_1$ determină blocarea acestuia. În continuare, condensatorul se reîncarcă prin $T_{s1}$ și $T_{s3}$, cu polaritatea inversată. După terminarea reîncărcării, tiristoarele $T_{s1}$ și $T_{s3}$ se blochează, prin scăderea curentului anodic sub valoarea de menținere. La următoarea blocare, a tiristorului $T_2$, se comandă $T_{s2}$ și $T_{s4}$, care conectează în paralel cu $T_2$ condensatorul de blocare, cu polaritatea plus la catod. În continuare condensatorul $C$ se reîncarcă cu polaritatea din figură, pregătindu-se blocarea tiristorului $T_3$.

Se observă că, la acest invertor, ca și la cele care vor fi prezentate în continuare, procesul de blocare este independent de procesul de amorsare a tiristorului următor, în sensul că pot fi realizate prin comenzi distincte.

Inductivitățile de comutație $L_{c1}$ și $L_{c2}$ și diodele $D_7$ și $D_8$ preiau șocurile de descărcare din momentele de comutație.

**Invertoare cu blocare pe faze.** La aceste invertoare, pentru fiecare fază există un condensator, care blochează tiristorul principal de indice impar — la amorsarea unui tiristor de blocare — precum și tiristorul principal de indice par de pe faza respectivă — la amorsarea unui al doilea tiristor de blocare. Schema invertorului este dată în fig. 2.148. Condensatorul $C_R$ realizează

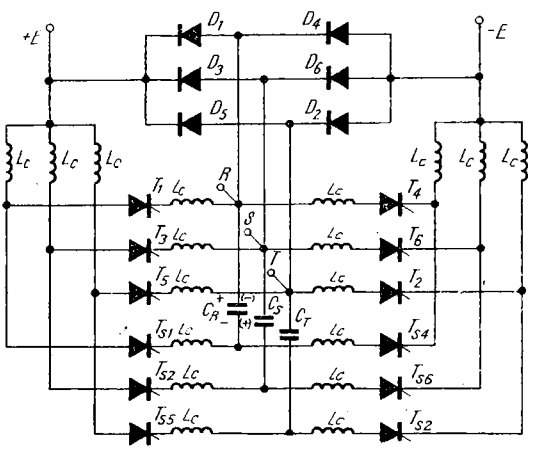
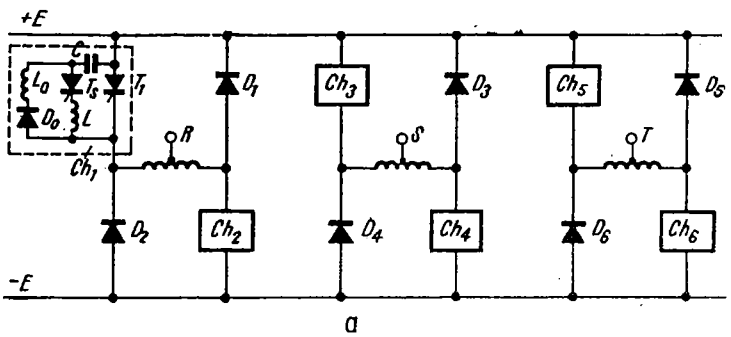


Fig. 2.148. Invertor trifazat cu stingere pe faze.

blocarea succesivă a tiristoarelor $T_1$ și $T_4$, aferente fazei $R$, prin comanda tiristoarelor $T_{s1}$, respectiv $T_{s4}$. Dacă, din faza anterioară, condensatorul $C_R$ este încărcat cu polaritatea din figură, se poate realiza blocarea lui $T_1$, prin amorsarea lui $T_{s1}$. După intrarea în conducție a tiristorului $T_{s1}$ și blocarea lui $T_1$, polaritatea tensiunii la bornele condensatorului $C_R$ se inversează, printr-un proces oscilant pe o semialternanță, care are loc pe următorul circuit: $C_R$—$D_1$—$L_c$—$T_{s1}$—$L_c$—$C_R$. În continuare, polaritatea $\mp$ a condensatorului $C_R$ permite blocarea lui $T_4$, la comanda tiristorului $T_{s4}$. După amorsarea lui $T_{s4}$ se produce din nou reîncărcarea, cu polaritatea $\pm$, a condensatorului $C_R$, prin circuitul: $C_R - L_c - T_{s4} - L_c - D_4 - C_R$, pregătindu-se blocarea tiristorului $T_1$. În mod similar se realizează blocarea tiristoarelor pe celelalte faze.

**Invertoare cu blocare independentă.** La aceste invertoare, fiecare tiristor are un dispozitiv propriu de blocare, ceea ce creează posibilitatea funcționării „chopperizate" a invertorului. Un exemplu de schemă a unui invertor cu blocare independentă este dat în fig. 2.149,*a*. Se observă că structura schemei



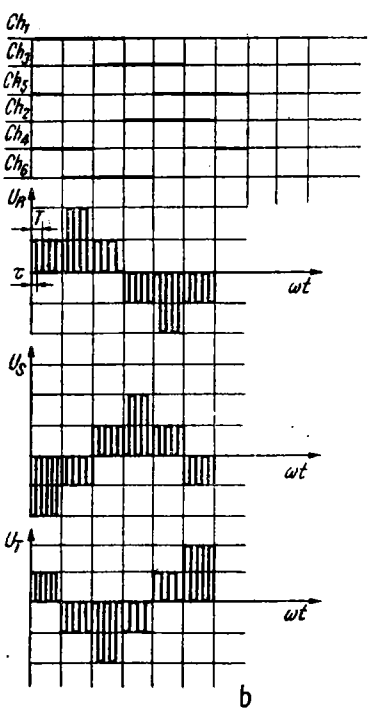




Fig. 2.149. Invertor trifazat cu stingere independentă:
*a* — schema de principiu; *b* — diagrama tensiunilor pe fazele sarcinii

corespunde celei din fig. 2.144, *a*, cu deosebirea că tiristoarele au fost înlocuite prin 6 choppere. Intervalele de funcționare ale acestora sînt cele din fig. 2.144, *b*, însă diagramele din fig. 2.144, *c* reprezintă acum înfășurătoarele unor tensiuni sub formă de impulsuri modulate în durată ($T$ = const., $\tau$ — variabil), astfel încît tensiunile pe fazele sarcinii au forma dată în fig. 2.149, *b*. Avantajele pe care le prezintă „chopperizarea", în cadrul invertoarelor cu blocare independentă, sînt:

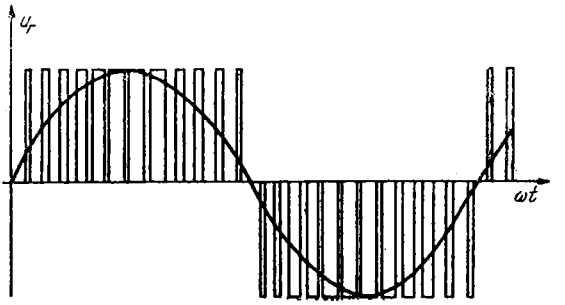



Fig. 2.150. Realizarea prin chopperizare a unei tensiuni medii sinusoidale.

— se poate modifica ușor, prin raportul $\tau/T$, amplitudinea armonicii fundamentale a tensiunii de ieșire (frecvența tensiunii se modifică prin frecvența de succesiune a intervalelor de funcționare a unui chopper);

— creează posibilitatea obținerii unor tensiuni cu valoare medie sinusoidală, prin modularea în durată a impulsurilor, cu un semnal modulator sinusoidal; în fig. 2.150 este dată forma tensiunii de ieșire pe o fază, care se poate realiza prin intermediul unor scheme de invertoare cu blocare independentă.

### 2.5.3.3. Convertoare de frecvență cu comutație proprie

Convertoarele de frecvență cu comutație proprie pot fi: *directe*, mai rar utilizate, și *cu circuit intermediar de c.c.*, a căror structură va fi descrisă succint în cele ce urmează.

Convertoarele cu circuit intermediar de c.c. realizează o dublă conversie: tensiunea alternativă de intrare este transformată în tensiune continuă, cu ajutorul unui redresor, apoi tensiunea continuă se transformă în tensiune alternativă cu frecvență ajustabilă, prin intermediul unui invertor cu comutație proprie. Aceste convertoare se utilizează în instalațiile de acționări reglabile, cu motoare de c.a. comandate în frecvență. În cazul acționărilor nerecuperative (fig. 2.151,*a*), convertorul cuprinde: un redresor comandat (cu tiristoare) sau cu comutație naturală (cu diode), un filtru pentru netezirea tensiunii intermediare și un invertor cu comutație proprie. În cazul acționării recuperative (fig. 2.151, *b*), fluxul energetic prin convertor poate fi inversat. Cînd mașina lucrează ca motor, mutatorul de patru cadrane $M$ funcționează ca redresor și invertorul $I$ furnizează tensiunea alternativă cu frecvență reglabilă. În regimul de frînare recuperativă, redresorul $R$ transformă, în tensiune con-

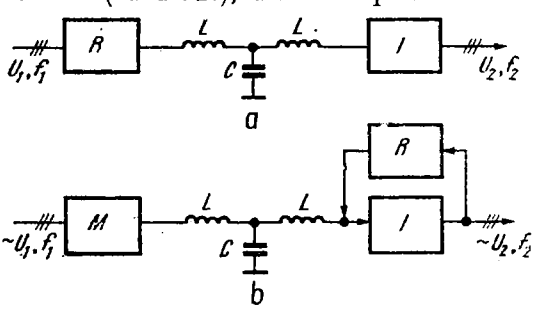



Fig. 2.151. Convertoare de frecvență cu comutație proprie:
*a* — pentru acționare nerecuperativă; *b* — pentru acționare recuperativă.

tinuă, tensiunea alternativă dată de mașină, care acum lucrează ca generator; mutatorul $M$ va lucra ca invertor cu comutație externă (de rețea), transmițînd energia recuperată în rețeaua de alimentare.

Pentru obținerea unei caracteristici mecanice convenabile a mașinii asincrone comandate în frecvență, este necesar ca, odată cu modificarea frecvenței tensiunii de alimentare, să se ajusteze si valoarea eficace a acestei tensiuni. Relația $U = U(f)$ se stabilește fie de forma $U \cdot f = \text{const.}$, fie după o relație prin care se asigură în întrefier un flux magnetic de amplitudine constantă. Rezultă deci, că un convertor de frecvență pentru acționarea motoarelor de c.a., trebuie să asigure ajustarea atît a frecvenței, cît și a amplitudinii tensiunii de ieșire.

Convertoarele de frecvență cu circuit intermediar de c.c. sînt de două tipuri: *cu tensiune continuă reglabilă* și *cu tensiune continuă constantă*. La convertoarele din prima categorie, redresorul este realizat cu tiristoare, iar invertorul poate să fie relativ simplu, de exemplu cu blocare autonomă. Amplitudinea tensiunii alternative se ajustează prin nivelul tensiunii continue, comandînd unghiul de amorsare al tiristoarelor din redresor, iar frecvența se ajustează prin comanda invertorului. Convertoarele din cea de-a doua categorie conțin un redresor cu diode și un invertor cu blocare independentă, de regulă chopperizat, permițînd ajustarea simultană a amplitudinii și frecvenței tensiunii de ieșire.

## 2.6. MUTATOARE FĂRĂ COMUTAȚIE

Mutatoarele în care nu apar procese de comutare sînt, în principal, variatoare directe de tensiune alternativă și — ca o situație limită a acestora — întreruptoarele statice de c.a.

Se vor prezenta mai întîi principiile de realizare a întreruptoarelor statice de c.a. În fig. 2.152 sînt date cîteva tipuri de scheme pentru întreruptoare de c.a. monofazate. În practică se impune separarea galvanică a circuitului de comandă a tiristoarelor și triacurilor, de circuitele de forță. Din acest motiv, comanda se face cu impulsuri, care se transmit pe grile prin intermediul transformatoarelor de impuls. Acestea realizează separarea galvanică a circuitelor de comandă de circuitele de forță (fig. 2.153). Comanda pe grilă se realizează fie printr-un impuls aplicat la începutul fiecărei semialternanțe,

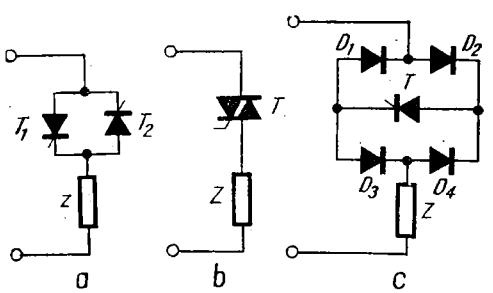



Fig. 2.152. Scheme pentru întrerupătoare de c.a. monofazate:

*a* — cu tiristoare în conexiune antiparalel; *b* — cu triac; *c* — cu tiristor în punte de diode.

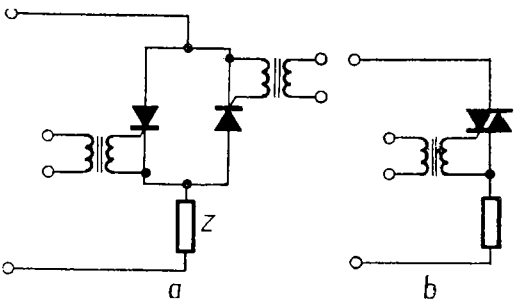



Fig. 2.153. Comanda pe grilă a contactoarelor statice de c.a.:

*a* — cu tiristoare; *b* — cu triac.

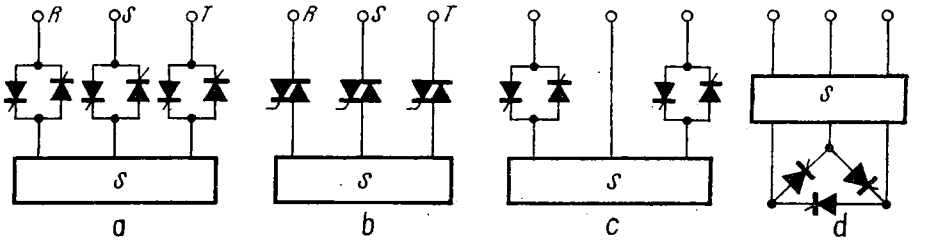



Fig. 2.154. Scheme de contactoare statice trifazate:
*a* — cu tiristoare în conexiune antiparalel; *b* — cu triacuri; *c* — schemă economică cu tiristoare; *d* — schemă economieă în triunghi, după sarcină.

fie prin trenuri de impulsuri, de frecvență ridicată (circa 1 000 Hz), în care caz nu mai sînt necesare precauțiile de stabilizare a fazei impulsurilor.

Schemele de contactoare statice trifazate, cele mai răspîndite, sînt prezentate în fig. 2.154. Schema din fig. 2.154,*c* este aplicabilă doar la sarcini fără conductor de nul, iar cea din fig. 2.154,*d*, în situațiile cînd nulul sarcinii este accesibil.

Variatoarele de tensiune alternativă, cu sarcină rezistivă, se pot realiza după schemele din fig. 2.155. Prin ajustarea fazei impulsurilor pe grilă se modifică tensiunea alternativă la bornele sarcinii. Cu toate că schemele de principiu ale variatorului de c.a. monofazat cu sarcină inductivă și variatorului trifazat (fig. 2.156) sînt foarte simple, procesele care determină forma curentului prin sarcină sînt complexe, în special la variatorul trifazat. O prezentare mai detaliată a proceselor din aceste mutatoare este dată în lucrarea [10].

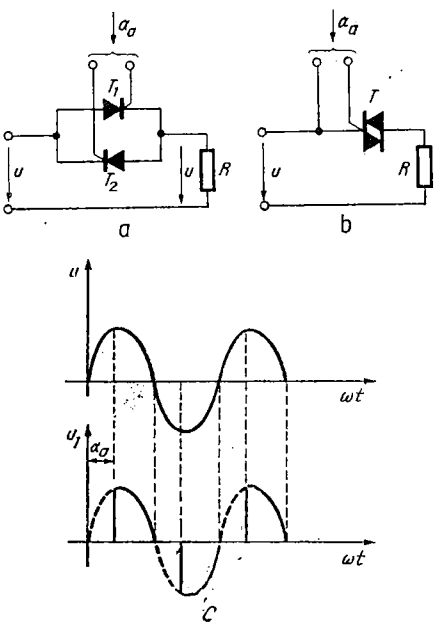



Fig. 2.155. Scheme de variatoare de tensiune alternativă:
*a* — cu tiristoare în conexiune antiparalel; *b* — cu triac; *c* — diagrama tensiunilor în cazul sarcinii rezistive.

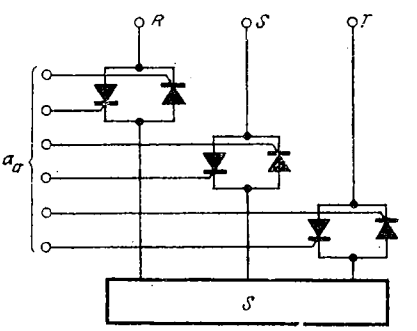



Fig. 2.156. Schemă de variator trifazat de tensiune alternativă.

# 3. AMPLIFICATOARE ELECTRONICE

## 3.1. NOȚIUNI GENERALE

### 3.1.1. PARAMETRII ȘI CARACTERISTICILE AMPLIFICATOARELOR

Amplificatorul electronic este un cuadripol activ, care are două borne de intrare și două borne de ieșire (fig. 3.1, *a*). Bornele de intrare (*1—1'*) constituie *poarta de intrare*, caracterizată de tensiunea și curentul de intrare, $\underline{U}_1$, respectiv $\underline{I}_1$, iar bornele de ieșire (*2—2'*) reprezintă *poarta de ieșire*, caracterizată de tensiunea și curentul de ieșire, $\underline{U}_2$, respectiv $\underline{I}_2$.

Un amplificator are rolul de a dezvolta în circuitul de ieșire o putere mai mare decît cea aplicată la intrare, fără a se modifica forma semnalului amplificat. Cîștigul de putere rezultă pe seama consumului de energie de la o sursă de alimentare, care — de obicei — nu se figurează în schemele bloc. În simbolizarea amplificatorului (fig. 3.1, *b*) se indică sensul de creștere a puterii, de la intrare spre ieșire.

*Principalii* **parametri** *ai unui amplificator* sînt: amplificările în putere, în tensiune și în curent, impedanțele de intrare și de ieșire, puterea nominală și raportul semnal/zgomot.

— *Amplificarea în putere* se definește prin relația

$$A_p = \frac{P_2}{P_1}, \tag{3.1}$$

unde $P_2$ este puterea obținută la ieșire, iar $P_1$ este puterea în circuitul de intrare. Așa cum s-a arătat, un amplificator este caracterizat prin relația

$$A_p > 1 \tag{3.2}$$

impunînd, în același timp, condiția ca la ieșire să se păstreze forma semnalului aplicat la intrare. Amplificarea în putere supraunitară se obține prin amplificarea în tensiune și/sau în curent a semnalului.

— *Amplificarea în tensiune* se numește, simplu, amplificare și se definește prin relația

$$A_u \equiv A = \frac{U_2}{U_1}$$

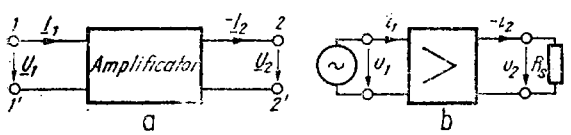



Fig. 3.1. Amplificatorul reprezentat printr-un cuadripol (*a*) și simbolul amplificatorului (*b*)

Frecvent se utilizează o unitate logaritmică pentru amplificare, numită *decibel* [dB]. Amplificarea în dB se calculează cu relația

$$A_{dB}=20 \lg A = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}. \tag{3.4}$$

Considerînd reprezentările în complex ale mărimilor de intrare-ieșire, *amplificarea complexă* $\underline{A}$ este

$$\underline{A} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}, \tag{3.5}$$

avînd modulul egal cu amplificarea A și argumentul egal cu defazajul tensiunii de ieșire față de tensiunea de intrare.

— *Amplificarea în curent* se definește prin relația

$$A_i = \frac{I_2}{I_1} \tag{3.6}$$

În mod similar se definește amplificarea complexă în curent, $\underline{A}_i$, avînd o semnificație analoagă amplificării complexe în tensiune.

— *Impedanța de intrare* este impedanța echivalentă la bornele de intrare, atunci cînd la bornele de ieșire este conectată impedanța de sarcină nominală:

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \tag{3.7}$$

Amplificatoarele electronice pot avea impedanțe de intrare mari, de ordinul MΩ, ceea ce creează posibilitatea utilizării acestora în aparatura de măsurare (voltmetre electronice, osciloscoape etc.). În unele aplicații, cum sînt traductoarele piezoelectrice, de *p*H etc., impedanța de intrare a amplificatorului din componența aparatului respectiv trebuie să fie de ordinul $10^{10}$ ... $10^{12}\Omega$. În aceste cazuri, primul etaj al amplificatorului se realizează cu tranzistoare MOS, sau cu tuburi electronice speciale, numite tuburi electrometrice.

— *Impedanța de ieșire* este impedanța internă a generatorului echivalent între bornele de ieșire ale amplificatorului (fig. 3.2). Pentru a se transfera în impedanța de sarcină nominală, $Z_s$, o putere cît mai mare, este de dorit ca impedanța de ieșire a amplificatorului să fie cît mai mică.

— *Puterea nominală* este puterea maximă debitată în sarcină, în condițiile cînd indicatorul ce caracterizează deformarea (distorsiunea) unui semnal sinusoidal nu depășește o limită impusă *.

— *Raportul semnal/zgomot propriu* constituie un parametru ce caracterizează efectul tensiunii fluctuante de la ieșirea amplificatorului, existentă și atunci cînd la intrare nu se aplică semnal. Această tensiune se numește *zgomot*

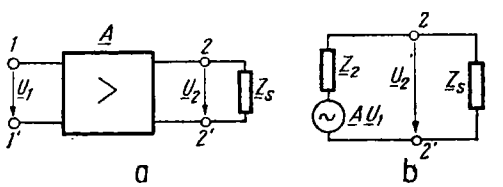



Fig. 3.2. Explicativă la definirea impedanței de ieșire a amplificatorului:
*a* — schema-bloc a amplificatorului; *b* — schema generatorului echivalent între bornele de ieșire.

* Factorul de distorsiuni de neliniaritate (v. rel (3.10)) nu depășește o valoare limită impusă (de exemplu, 5%).

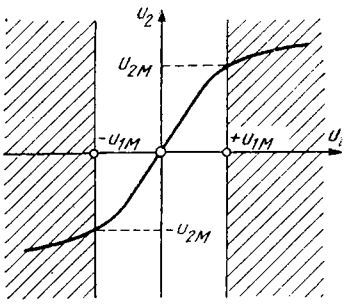



Fig. 3.3. Caracteristica ieșire-intrare a unui amplificator.

*propriu* al amplificatorului și se datorește agitației termice a purtătorilor de sarcini elementare din rezistoare și din tranzistoare, tensiunilor electromotoare parazite induse datorită cîmpurilor electromagnetice din mediul înconjurător, componentei alternative din tensiunea de alimentare (datorită comportării neideale a filtrului din componența redresorului) etc. Zgomotul propriu se apreciază prin factorul de zgomot $F$, definit prin expresia

$$F = \frac{P_{z2}}{P_{z1}A_p}, \tag{3.8}$$

unde $P_{z1}$ este puterea de zgomot a generatorului conectat la intrarea amplificatorului;

$P_{z2}$ — puterea de zgomot la ieșirea amplificatorului;

$A_p$ — amplificarea în putere a amplificatorului.

Este necesar ca zgomotul propriu să fie cît mai redus, iar raportul semnal/zgomot să fie cît mai mare. În acest scop, se adoptă soluții corespunzătoare, atît în faza de proiectare, prin alegerea unor componente electronice cu zgomot propriu cît mai redus, cît și în faza de realizare tehnologică a amplificatorului.

*Principalele* **caracteristici** *ale amplificatoarelor* sînt: caracteristica ieșire-intrare și caracteristicile de frecvență.

1 — *Caracteristica ieșire-intrare* reprezintă dependența

$$U_2 = f(U_1) \tag{3.9}$$

și este dată în fig. 3.3. Ea conține o zonă de variație liniară, cuprinsă între $-U_{1M}$ și $+U_{1M}$, și două zone de variație neliniară, numite și *zone de saturație*. La amplificatoarele obișnuite, regiunea utilă din caracteristica ieșire-intrare este cea liniară (nehașurată). În această regiune este valabilă relația $U_2 = AU_1$, dedusă din formula de definiție a amplificării. Dacă se lucrează în zonele neliniare (de saturație), adică valoarea absolută a tensiunii $U_1$ este mai mare decît $U_{1M}$, semnalul de ieșire apare distorsionat (deformat). Aceste distorsiuni se numesc *distorsiune de neliniaritate*.

Pentru a urmări apariția distorsiunilor de neliniaritate și efectul poziției punctului static de funcționare al tranzistoarelor, asupra lărgimii zonei de liniaritate a caracteristicii ieșire-intrare, se va considera un etaj de amplificare cu tranzistor bipolar, la intrarea căruia se aplică un semnal sinusoidal. În fig. 3.4 sînt prezentate caracteristicile de ieșire ale tranzistorului, împreună cu dreapta dinamică de sarcină, $AB$, unde punctul $A$ este situat în zona de saturație, iar punctul $B$ — în zona de tăiere.

Dacă punctul static de funcționare al tranzistorului, $M$, este greșit ales, spre spunctul $A$ (fig. 3.4, *a*), sau dacă amplitudinea semnalului de intrare depășește valoarea $U_{1M}$, menționată în fig. 3.3 și delimitată de caracteristicile $C_1$ și $C_2$ ale tranzistorului (fig. 3.4, *b*), atunci semnalul de ieșire al amplificatorului este distorsionat. În primul caz o semialternanță, iar în al doilea caz ambele semialternanțe ale semnalului de ieșire sînt trunchiate. Prin urmare, distorsiunile de neliniaritate pot fi eliminate parțial, dacă punctul static de funcționare $M$ al tranzistorului este corect ales (anume, în zona mediană

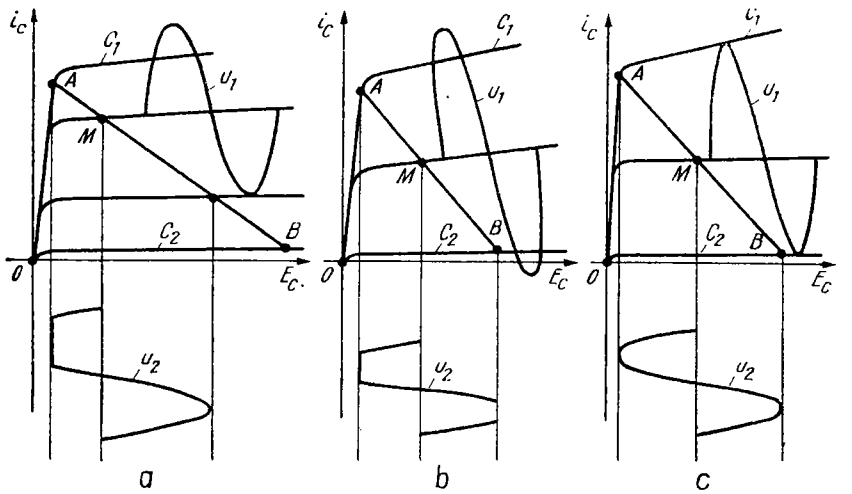



Fig. 3.4. Explicativă la distorsiunile de neliniaritate ale amplificatorului:
*a* — distorsiuni datorită alegerii greşite a punctului static de funcţionare; *b* — distorsiuni datorită amplitudinii prea mari a semnalului de intrare; *c* — funcţionarea corectă a amplificatorului.

a regiunii active) şi dacă semnalul de intrare are o amplitudine mai mică decît limitele stabilite de caracteristicile extreme $C_1$ şi $C_2$ (fig. 3.4, *c*). Pentru ca distorsiunile de neliniaritate să nu existe, ar trebui ca în regiunea activă, unde se situează dreapta dinamică de sarcină, caracteristicile tranzistorului să fie perfect liniare (drepte paralele şi echidistante).

Aprecierea valorică a distorsiunilor de neliniaritate se face cu ajutorul *factorului de distorsiuni de neliniaritate*, definit de expresia

$$d = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \ldots}}{A_1} \cdot 100[\%], \tag{3.10}$$

unde, $A_1, A_2, A_3 \ldots$ sînt armonicele de amplitudine ale semnalului de ieşire, $u_2(t)$ distorsionat, în condiţiile cînd la intrare s-a aplicat un semnal perfect sinusoidal. Acest factor arată procentul valorii efective a armonicelor superioare ($A_2, A_3 \ldots$) faţă de armonica fundamentală $A_1$. În cazul unui amplificator ideal, fără distorsiuni, tensiunea de ieşire are aceeaşi formă cu cea de intrare, adică sinusoidală, deci:

$$U_2 = A_1;\ A_2 = A_3 = \ldots = 0;\ d = 0$$

În cazuri practice $d \leqslant 10\%$.

*Caracteristicile de frecvenţă ale amplificatorului* reprezintă dependenţele: amplificare-frecvenţă şi defazaj-frecvenţă.

Fie un amplificator funcţionînd în regiunea liniară a caracteristicii ieşire-intrare. Dependenţa amplificare-frecvenţă

$$A = A(f), \tag{3.11}$$

poartă denumirea uzuală de *caracteristică de frecvenţă.*

Amplificatoarele pot avea forme variate ale caracteristicii de frecvenţă (fig. 3.5). În practică interesează domeniul de frecvenţă în care amplificarea este aproximativ constantă. Acest domeniu se numeşte *bandă de trecere a ampli-*

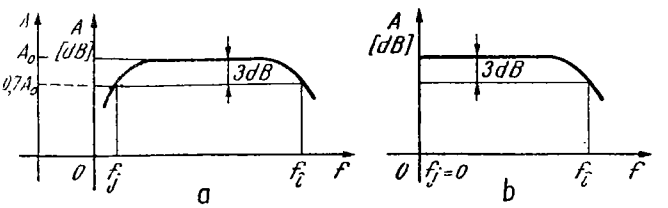



Fig. 3.5. Caracteristicile de frecvență ale amplificatoarelor:
*a* — cazul cînd $f_j \neq 0$; *b* — cazul cînd $f_j = 0$.

*ficatorului* și se definește ca fiind intervalul pe axa frecvențelor, în care amplificarea $A_{dB}$ nu variază cu mai mult de 3 dB, față de amplificarea de la frecvența medie a benzii. Scăderea cu 3 dB a amplificării $A_{dB}$, la extremitățile benzii de trecere, este echivalentă cu scăderea amplificării $A$ la valoarea $\frac{1}{\sqrt{2}} A_0 = 0{,}707\ A_0$, unde $A_0$ este amplificarea la frecvența medie a benzii, și corespunde micșorării la jumătate a puterii la ieșirea amplificatorului. În fig. 3.5 se arată modul de determinare, pe cale grafică, a benzii de trecere. Frecvențele de la extremitățile benzii de trecere se numesc *frecvențe de tăiere*. Frecvența $f_j$ este *frecvența joasă de tăiere*, iar $f_i$ — *frecvența înaltă de tăiere*.

Un semnal de o formă oarecare se poate considera ca o însumare a unor armonici de diferite amplitudini și frecvențe. Ansamblul armonicilor formează spectrul semnalului respectiv. Teoretic, spectrele cuprind armonici cu frecvențe mergînd pînă la infinit. Practic, spectrele semnalelor sînt cuprinse între o frecvență minimă, $f_{min}$, și o frecvență maximă finită, $f_{max}$. Pentru amplificarea unui semnal, fără distorsionarea acestuia, este necesar ca toate armonicile din spectrul semnalului respectiv să fie amplificate în aceeași măsură. Deci, amplificarea trebuie să fie practic constantă în domeniul $(f_{min}, f_{max})$. Această condiție este îndeplinită atunci cînd spectrul semnalului amplificat este cuprins în banda de trecere a amplificatorului. Dacă nu este îndeplinită această condiție, unele armonici vor fi amplificate mai mult, altele mai puțin, astfel încît prin însumarea lor se obține un semnal la ieșirea amplificatorului, de o formă diferită de cea a semnalului de intrare. Distorsiunile semnalului, datorită faptului că spectrul semnalului nu este inclus în banda de trecere a amplificatorului, se numesc *distorsiuni de frecvență* sau *distorsiuni de liniaritate* (amplificatorul funcționînd în regiunea liniară a caracteristicii ieșire-intrare).

În practică trebuie să se țină cont că zgomotul propriu al amplificatorului are un spectru foarte larg și că adoptarea unei benzi de trecere mult mai largi decît spectrul semnalului util are drept consecință micșorarea raportului semnal/zgomot al amplificatorului. Deci, banda nu trebuie să fie mai îngustă decît spectrul semnalului util, pentru a nu avea distorsiuni de frecvență, dar nici mult mai largă decît acest spectru, pentru a nu scădea raportul semnal/zgomot. Amplificatorul trebuie astfel proiectat, încît banda de trecere să fie *adaptată* la spectrul semnalului util.

Pe lîngă dependența amplificare-frecvență, un amplificator este caracterizat prin dependența defazajului $\Psi$, introdus de amplificator, în funcție de frecvență:

$$\Psi = \Psi(f) \tag{3.12}$$

Această dependență se mai numește *caracteristică de fază*.

Presupunem că la intrarea amplificatorului se aplică un semnal periodic nesinusoidal, cu pulsația componentei fundamentale $\omega$. Prezentînd semnalul de intrare, $u_1(t)$, printr-o dezvoltare în serie Fourier

$$u_1(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin (k\omega t - \varphi_k) \tag{3.13}$$

fiecare armonică va fi amplificată și eventual defazată, astfel încît semnalul de ieșire va fi de forma

$$u_2(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{2k} \sin (k\omega t - \varphi_k + \Psi_k) \tag{3.14}$$

Amplitudinile $U_{2k}$ ($k = 1, 2, ...$) ale armonicilor semnalului de ieșire rezultă cunoscînd amplitudinile $U_{1k}$ ale armonicilor la intrare, precum și caracteristica amplificare-frecvență. Defazajele $\Psi_k$ sînt date de caracteristica fază-frecvență a amplificatorului.

În general, defazajul introdus de amplificator este variabil cu frecvența, ceea ce determină existența distorsiunilor de fază. Aceste distorsiuni nu există, dacă defazajele $\Psi_k$ sînt egale cu zero*. Dacă defazajele $\Psi_k$ sînt porporționale cu frecvența

$$\Psi_k = -t_0\omega_k = -kt_0\omega \tag{3.15}$$

adică dependența (3.12) este liniară, distorsiunile de fază nu afectează practic forma semnalului. În acest caz, considerînd $U_{2k} = AU_{1k}$ ($A(f) = \text{const.}$) și înlocuind în relația (3.14) expresia (3.15) a defazajului $\Psi_k$, rezultă

$$u_2(t) = A \sum_{k=1}^{\infty} U_{1k} \sin[k\omega(t - t_0) - \varphi_k] = Au_1 (t - t_0) \tag{3.16}$$

adică semnalul amplificat are aceeași formă cu cel de intrare, însă este întîrziat cu timpul $t_0$.

Atunci cînd caracteristica de fază se abate de la forma de variație liniară, distorsiunile de fază constau în deformarea semnalului nesinusoidal aplicat la intrare. Ca și în cazul caracteristicii amplificare-frecvență, se definește un interval ($f_j$, $f_s$), în care dependența caracteristicii de fază se poate considera liniară, cu abateri $\Psi_j$ și $\Psi_s$ de la liniaritate, corespunzătoare frecvențelor $f_j$, respectiv $f_s$ (fig. 3.6).

Caracteristica de fază este importantă îndeosebi la amplificatoarele pentru osciloscoape, televiziune, transmisii de date etc.

Ansamblul caracteristicilor de frecvență (amplificare-frecvență și defazaj-frecvență) determină *în mod univoc* comportarea în regim tranzitoriu a amplificatorului. Dacă la intrarea acestuia se aplică un semnal $u_1(t)$, de forma unei trepte unitare, variația mărimii de ieșire nu va fi identică cu cea de intrare. Mărimea de ieșire se va stabili la valoarea staționară, $U_{st}$, printr-un regim tranzitoriu cu durată diferită de zero, avînd un caracter aperiodic (de variație monotonă) sau oscilant, cu oscilații amortizate. În fig. 3.7 este exemplificat răspunsul unui amplificator la un semnal treaptă unitară aplicat la intrare. Abaterea răspunsului real, de cel teoretic (treapta de amplitudine $U_{st}$)

---

* Nu se ține cont de inversarea fazei semnalului de către însuși dispozitivul amplificator (tranzistorul), ci se ia în considerare numai defazajul produs de elementele reactive din amplificator.

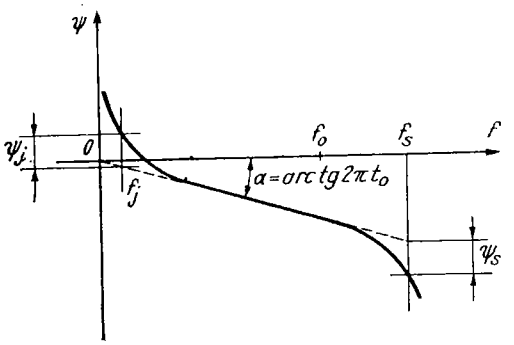



Fig. 3.6. Caracteristica de fază a unui amplificator.

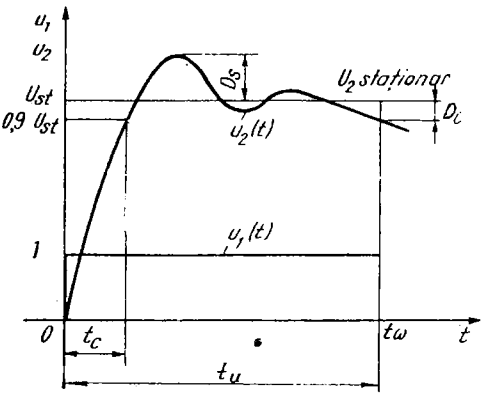



Fig. 3.7. Răspunsul unui amplificator la semnal treaptă.

reprezintă distorsiunea de regim tranzitoriu a amplificatorului. Evaluarea distorsiunii tranzitorii se poate face cu ajutorul parametrilor: timpul de creştere, $t_c$; supracreşterea, $D_s$; căderea relativă a răspunsului, $D_i$; timpul de cădere relativă a răspunsului, $t_u$.

### 3.1.2. CLASIFICAREA AMPLIFICATOARELOR ELECTRONICE

Clasificarea amplificatoarelor se poate face după mai multe criterii.

1. **După felul semnalului de amplificat,** deosebim: amplificatoare de curent continuu şi amplificatoare de curent alternativ.

*Amplificatoarele de curent continuu* sînt destinate să amplifice semnale al căror spectru conţine şi componenta continuă (armonica de frecvenţă egală cu zero). Deoarece $f_{min} = 0$, rezultă că frecvenţa joasă de tăiere a amplificatorului, $f_j$, trebuie să fie egală cu zero, deci caracteristica de frecvenţă trebuie să fie de tipul celei din fig. 3.5, *b*.

*Amplificatoarele de curent alternativ* amplifică semnale fără componentă continuă şi au caracteristica de frecvenţă de tipul celei din fig. 3.5, *a*.

2. **După nivelul semnalului amplificat,** deosebim: amplificatoare de semnal mic şi amplificatoare de semnal mare.

La *amplificatoarele de semnal mic,* variaţiile de tensiune şi de curent, corespunzătoare semnalului de intrare, sînt mici în comparaţie cu valorile tensiunilor şi curenţilor din punctul static de funcţionare. Aceste amplificatoare se numesc *de tensiune,* deoarece se urmăreşte, în mod deosebit, obţinerea unei anumite valori a amplificării în tensiune.

În *amplificatoarele de semnal mare,* variaţiile de tensiune şi de curent, corespunzătoare semnalului de intrare, sînt relativ mari, putînd conduce la o funcţionare cu distorsiuni de neliniaritate. La aceste amplificatoare se urmăreşte, în mod deosebit, obţinerea unei anumite puteri de sarcină, de aceea ele se numesc *amplificatoare de putere.*

3. **După valoarea frecvenţei medii din spectrul semnalului amplificat,** amplificatoarele pot fi:

— *de joasă frecvenţă,* numite şi de audiofrecvenţă, cînd frecvenţa medie este în domeniul spectrului audio;

— *de înaltă frecvență*, cînd frecvența medie este de ordinul MHz;
— *de frecvență foarte înaltă*, cînd frecvența medie este de ordinul GHz.

4. **După lărgimea benzii amplificatorului,** deosebim: amplificatoare *de bandă îngustă*, numite și *selective*, și amplificatoare *de bandă largă*. Indicatorul care se ia în considerare în acest criteriu de clasificare este raportul dintre frecvența înaltă de tăiere, $f_t$, și frecvența joasă de tăiere, $f_j$ (se consideră $f_j \neq 0$). Dacă raportul $f_t/f_j$ este apropiat de 1 (de exemplu $f_t/f_j \leqslant 1,2$), amplificatoarele se numesc *selective*. Dacă raportul $f_t/f_j$ este de ordinul $10^5 \ldots 10^6$, amplificatoarele se numesc *de bandă largă*. În categoria acestora se încadrează și amplificatoarele pentru semnalele emise de camerele videocaptoare, numite amplificatoare de videofrecvență.

5. **După poziția punctului static de funcționare al dispozitivelor electronice,** amplificatoarele pot fi: de *clasă* A, de *clasă* B, de *clasă* C și de *clasă* AB.

Fie un amplificator cu tranzistor bipolar sau unipolar, excitat la intrare printr-un semnal sinusoidal cu perioada $T$ și pulsația $\omega = \frac{2\pi}{T}$. Tranzistorul conduce un timp $t_c$ din perioada $T$, iar mărimea $2\theta = \omega t_c$ este *unghiul de conducție* ($\theta$—semiunghiul de conducție).

În cazul amplificatoarelor din *clasă* A, curentul prin tranzistor nu se întrerupe în cursul perioadei $T$, deci $\theta = 180°$ (fig. 3.8, *a*). Punctul static de funcționare al tranzistorului se alege în regiunea liniară a caracteristicilor statice, de obicei în zona centrală a acesteia.

La amplificatoarele din *clasa* B, tranzistoarele conduc o semiperioadă, deci $\theta = 90°$ (fig. 3.8, *b*). Punctul static de funcționare se alege în regiunea de blocare, la limita cu regiunea de conducție.

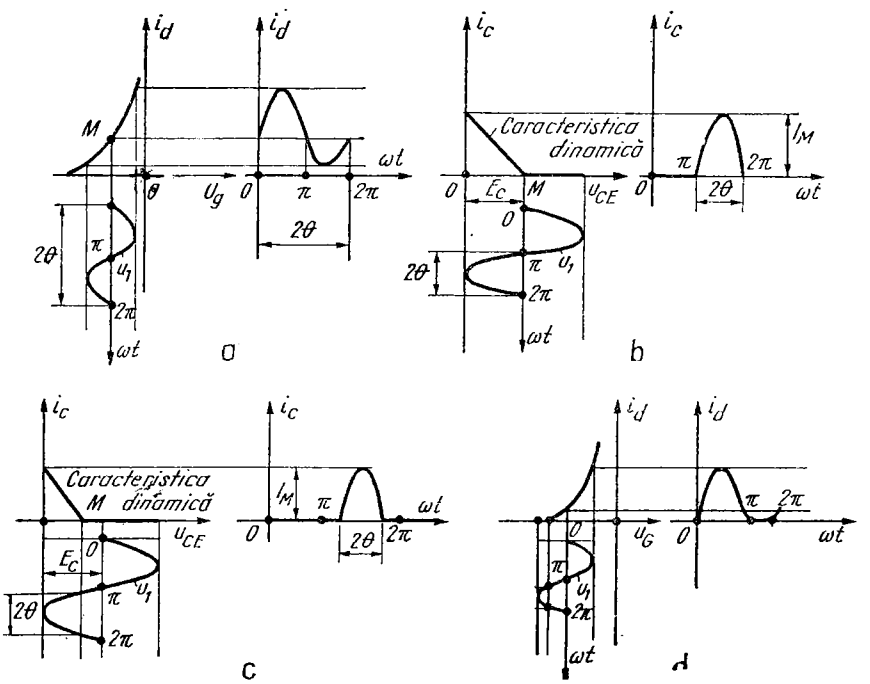



Fig. 3.8. Regimurile de funcționare ale dispozitivelor electronice:
*a* — în clasă A; B — în clasă *b*B; *c* — în clasă C; *d* — în clasă A-B.

Pentru amplificatoarele din *clasa C*, punctul static de funcționare se alege în profunzimea regiunii de blocare și, prin urmare, rezultă $\theta < 90°$ (fig. 3.8, *c*).

În cazul amplificatoarelor din clasa intermediară AB, punctul static de funcționare se alege în regiunea activă, însă în vecinătatea zonei de blocare, rezultînd $90° < \theta < 180°$ (fig. 3.8, *d*).

Există și alte criterii de clasificare, cum sînt: destinația amplificatorului, principiul constructiv și tehnologic etc.; clasificarea prezentată a utilizat criteriile întîlnite mai frecvent în practică.

## 3.2. AMPLIFICATOARE DE CURENT ALTERNATIV

### 3.2.1. SCHEMA-BLOC A AMPLIFICATORULUI

Structura unui amplificator este dată în fig. 3.9. El conține un *amplificator de tensiune, AT*, numit și *preamplificator*, urmat de un *amplificator de putere, AP*, reprezentînd *etajul final* al întregului amplificator. Etajul final are rolul să debiteze în rezistența de sarcină $R_s$ o putere utilă impusă. Pentru obținerea puterii utile impuse în sarcină, este necesar ca etajul final să primească la intrare o tensiune cu valoare eficace $U_2$ (fig. 3.9). Preamplificatorul trebuie să realizeze o asemenea amplificare în tensiune, încît la aplicarea tensiunii de intrare $U_1$, să furnizeze la ieșirea lui, adică la intrarea etajului final, tensiunea $U_2$, la care se obține puterea utilă dorită în rezistența de sarcină.

### 3.2.2. AMPLIFICATOARE DE TENSIUNE

Realizarea amplificării necesare

$$A = \frac{U_2}{U_1} \tag{3.17}$$

presupune, de obicei, conectarea în cascadă a mai multor etaje de amplificare, de tipul celor analizate în § 1.4.8 (fig. 3.10). S-a arătat că tensiunea de ieșire a unui etaj de amplificare conține două componente: o componentă continuă, corespunzătoare punctului static de funcționare al tranzistorului, și o componentă alternativă, reprezentînd semnalul amplificat de etajul respectiv. Conectarea etajelor în cascadă se poate realiza prin două metode:

— prin *cuplaj direct al etajelor*, cînd se transmit de la un etaj la altul atît componenta alternativă (semnalul amplificat), cît și componenta continuă;

— *prin elemente de cuplaj*, care au rolul să permită trecerea componentei alternative și să blocheze transmiterea componentei continue de la un etaj la altul.

Ca elemente de cuplaj în amplificatoare se utilizează condensatoare și transformatoare.

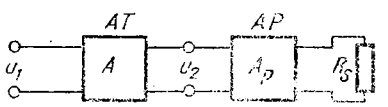



Fig. 3.9. Structura amplificatorului electronic.

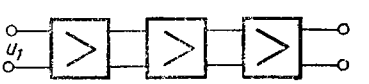



Fig. 3.10. Amplificator de tensiune cu mai multe etaje.

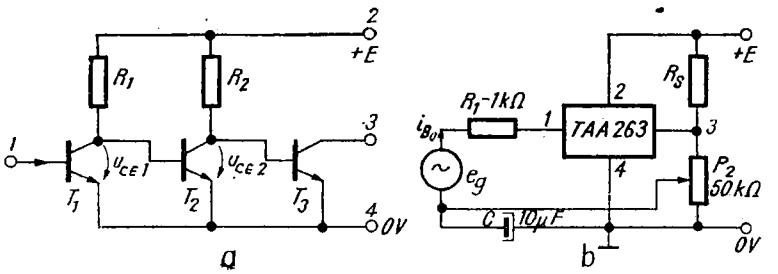



Fig. 3.11. Amplificator de c.a. cu cuplaj direct:
*a* — structura preamplificatorului integrat TAA263; *b* — schema de utilizare a circuitului integrat.

### 3.2.2.1. Amplificatoare cu cuplaj direct

Întrucît prin cuplajul direct se transmite de la un etaj la altul, pe lîngă componenta alternativă, și componenta continuă, punctul static de funcționare al unui tranzistor depinde de punctul static de funcționare al tranzistorului din etajul anterior, ceea ce complică — într-o oarecare măsură — calculul regimului staționar al amplificatorului.

Cuplajul direct se utilizează cu precădere la amplificatoarele integrate. În fig. 3.11, *a* s-a prezentat, pentru exemplificare, schema de detaliu a unui preamplificator integrat foarte simplu (tip TAA 263). Pentru asigurarea funcționării corecte a amplificatorului, trebuie ca în circuitul bazei primului tranzistor să existe un curent, care să determine funcționarea acestuia în regiunea activă. Tensiunea colector-emitor a primului tranzistor asigură polarizarea corectă a bazei tranzistorului $T_2$; tensiunea $u_{CE}$ a acestuia determină punctul static de funcționare al tranzistorului $T_3$, care — la rîndul lui — alimentează baza primului tranzistor. Schema de utilizare a circuitului integrat este prezentată în fig. 3.11, *b*, unde potențiometrul $P$ și rezistența $R_1$ determină curentul de bază $i_{B0}$ al tranzistorului $T_1$. Rezistența de sarcină este conectată în circuitul de colector al tranzistorului $T_3$. Condensatorul electrolitic $C$, de capacitate relativ mare, realizează conectarea la masă, în curent alternativ, a bornei reci a generatorului pentru semnalul de intrare.

### 3.2.2.2. Amplificatoare cu cuplaj prin condensator, realizate cu tranzistoare bipolare

Cuplajul prin condensator asigură trecerea de la un etaj la altul a componentelor alternative și blocarea celor continue. Prin urmare, punctul static de funcționare al fiecărui tranzistor este determinat numai de elementele etajului respectiv, fiind independent de poziția punctelor statice de funcționare ale celorlalte tranzistoare.

În fig. 3.12 se prezintă schema unui amplificator de tensiune cu două etaje, cuplate prin condensatorul $C_c$. Fiecare etaj este realizat după schema prezentată în fig. 1.45, care este cea mai frecvent utilizată în practică. Condensatoarele $C_1$ și $C_2$ servesc la blocarea componentelor continue, care s-ar putea transmite din exterior (de la generatorul de semnal) în amplificator, sau cele care ar putea fi transmise în exterior, prin circuitul de ieșire al amplificatorului. Capacitățile condensatoarelor de cuplaj, $C_1$, $C_c$ și $C_2$, precum și a

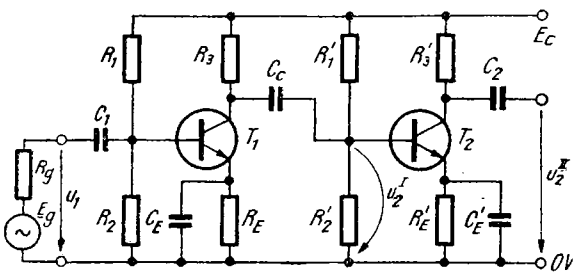



Fig. 3.12. Schema unui amplificator de tensiune cu două etaje.

celor de decuplare, $C_E$ și $C_E'$, sînt astfel alese, încît elementele respective să aibă reactanțe neglijabile (deci, să reprezinte practic scurtcircuite) la frecvențele de lucru ale schemei.

Schema-bloc echivalentă în curent alternativ a primului etaj este prezentată în fig. 3.13, *a*. S-a considerat situația cea mai generală, cînd condensatoarele $C_1$, $C_c$ și $C_E$ nu sînt înlocuite prin scurtcircuite. Se observă că sarcina tranzistorului din primul etaj este complexă, fiind formată din rezistența $R_3$, cuplată prin condensatorul $C_c$ de elementele din circuitul de intrare al etajului următor: $R_1'$, $R_2'$ și rezistența de intrare a tranzistorului $T_2$, $R_{in2}$. Notînd cu $R_1''$ și $R_2''$ rezistențele echivalente ale grupărilor în paralel, formate de rezistențele $R_1$ și $R_2$, respectiv $R_1'$, $R_2'$ și $R_{in2}$, în schema echivalentă în curent alternativ a primului etaj (fig. 3.13, *b*) va interveni impedanța de sarcină

$$\underline{Z}_s = \frac{R_3\left(R_2'' + \dfrac{1}{j\omega C_c}\right)}{R_3 + R_2'' + \dfrac{1}{j\omega C_c}} = \frac{R_3(j\omega C_c R_2'' + 1)}{(R_3 + R_2'')j\omega C_c + 1} \tag{3.18}$$

Pentru determinarea amplificării etajului și a caracteristicii de frecvență se va utiliza schema echivalentă de semnal mic a tranzistorului bipolar $T_1$, utilizînd parametrii naturali. Pentru simplificarea calculelor, se vor face următoarele ipoteze — acceptabile în practică — privind parametrii circuitului echivalent natural din fig. 1.71:

— rezistența $r_{b'b}$ fiind relativ mică, se poate neglija;

— rezistențele $r_{b'c}$ și $r_{ce}$ sînt foarte mari, astfel încît efectele acestora în schemă sînt neglijabile, ceea ce justifică ignorarea lor.

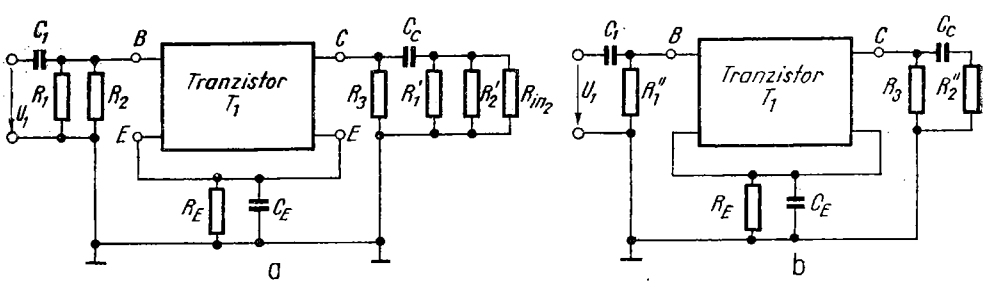



Fig. 3.13. Schema-bloc în curent alternativ a primului etaj din amplificatorul dat în fig. 3.12: *a* — cazul general; *b* — schemă echivalentă.

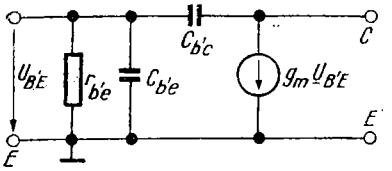



Fig. 3.14. Circuit echivalent natural simplificat al tranzistorului bipolar.

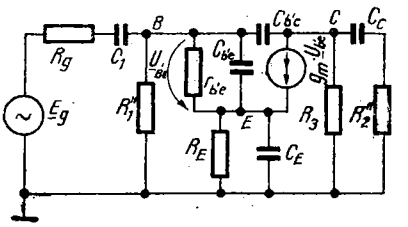



Fig. 3.15. Schema echivalentă în curent alternativ a circuitului din fig. 3.13, *b*.

Circuitul echivalent natural simplificat al tranzistorului este prezentat în fig. 3.14. Utilizînd acest circuit echivalent în schema de curent alternativ a etajului, dată în fig. 3.13, *b*, se obține schema echivalentă din fig. 3.15 a etajului de amplificare, care ține seama de comportarea acestuia în toate domeniile de frecvență (joase, medii, înalte). Deoarece schema echivalentă din fig. 3.15 este relativ complicată, ceea ce conduce la stabilirea cu dificultate a factorului de amplificare (pentru toate domeniile de frecvență), se vor determina scheme echivalente simplificate, pentru fiecare domeniu de frecvență, prin neglijarea unor elemente ale etajului.

*Calculul amplificării la frecvențe medii.* Reactanțele corespunzătoare capacităților $C_{b'e}$ și $C_{b'c}$ sînt foarte mari, deci efectele acestor capacități sînt neglijabile. De asemenea, condensatoarele $C_1$, $C_E$ și $C_2$ pot fi înlocuite prin scurtcircuite, întrucît au reactanțe foarte mici la aceste frecvențe. În consecință, schema echivalentă a etajului are forma din fig. 3.16. Din această schemă rezultă

$$\underline{U}_1 = \underline{E}_g \frac{R}{R + R_g} \tag{3.19}$$

unde:

$$R = \frac{R_1'' \cdot r_{b'e}}{R_1'' + r_{b'e}} \quad \text{și} \quad R_1'' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \tag{3.20}$$

Tensiunea de ieșire $\underline{U}_2^I$ a primului etaj, care reprezintă — în același timp — tensiunea de intrare în al doilea etaj, $\underline{U}_1^{II}$, este

$$\underline{U}_2^I = - g_m \frac{R_2'' R_3}{R_2'' + R_3} \underline{U}_{B'E} \tag{3.21}$$

unde

$$R_2'' = \frac{R_1' R_2' R_{in2}}{R_1' R_2' + R_1' R_{in2} + R_2' R_{in2}} \quad \text{și} \quad \underline{U}_{B'E} = \underline{U}_1 \tag{3.22}$$

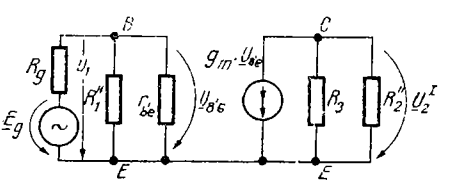



Fig. 3.16. Schema echivalentă a etajului la frecvențe medii.

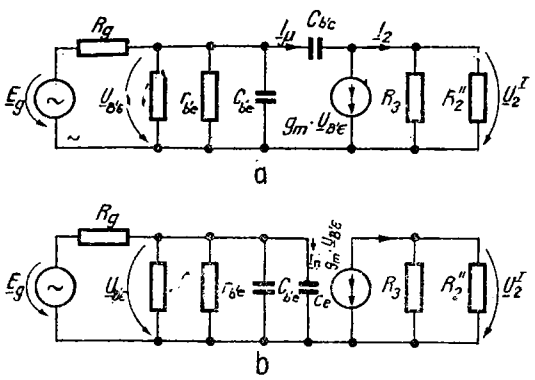


Fig. 3.17. Schema echivalentă a etajului la frecvențe înalte:
*a* — schema de referință; *b* — schema simplificată.

Amplificarea etajului la frecvențe medii este

$$\underline{A}_m = \frac{\underline{U}_2^I}{\underline{U}_{B'E}} = -g_m \frac{R_2'' R_3}{R_2' + R_3} \tag{3.23}$$

Amplificarea este independentă de frecvență și realizează o inversare de fază, specificată prin semnul minus în relația (3.23).

*Calculul amplificării la frecvențe înalte.* Reactanțele capacităților $C_{b'c}$ și $C_{b'e}$ scad la frecvențe mari și efectele acestora nu mai pot fi neglijate. În consecință, schema echivalentă a etajului este cea din fig. 3.17, *a*. Tensiunea de ieșire a etajului este

$$\underline{U}_2^I = \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''} \underline{I}_2 = \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''} (\underline{I}_\mu - g_m \underline{U}_{B'E}) \tag{3.24}$$

Chiar și la frecvențe apropiate de frecvența înaltă de tăiere a amplificatorului, curentul $I_\mu$ este neglijabil față de curentul $g_m U_{B'E}$, astfel încît, fără a introduce erori de calcul inacceptabile în practică, relația (3.24) se poate scrie

$$\underline{U}_2^I = -g_m \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''} \underline{U}_{B'E} \tag{3.25}$$

Curentul $\underline{I}_\mu$ are expresia

$$\underline{I}_\mu = j\omega C_{b'c} (\underline{U}_{B'E} - \underline{U}_2^I) \tag{3.26}$$

sau, utilizînd relația (3.25),

$$\underline{I}_\mu = j\omega C_{b'c} \left(1 + g_m \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''}\right) \underline{U}_{B'E} \tag{3.27}$$

Relația (3.27) conduce la concluzia că curentul $\underline{I}_\mu$ ar putea să se închidă printr-o capacitate echivalentă, $C_e$, cu valoarea

$$C_e = C_{b'c} \left(1 + g_m \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''}\right) \tag{3.28}$$

și care are la borne tensiunea $\underline{U}_{B'E}$. Prin urmare, schema echivalentă a etajului la frecvențe înalte poate fi reprezentată ca în fig. 3.17, *b*. Din această schemă se poate determina tensiunea $\underline{U}_{B'E}$:

$$\underline{U}_{B'E} = \underline{E}_g \frac{R\dfrac{1}{j\omega C_{e1}}}{R + \dfrac{1}{j\omega C_{e1}}} \cdot \frac{1}{R_g + \dfrac{R\dfrac{1}{j\omega C_{e1}}}{R + \dfrac{1}{j\omega C_{e1}}}} = \underline{E}_g \frac{R}{j\omega C_{e1} R_g R + R_g + R} =$$

$$= \underline{E}_g \frac{R}{R_g + R} \cdot \frac{1}{j\omega C_{e1} \dfrac{R_g R}{R_g + R} + 1} \tag{3.29}$$

unde rezistența $R$ are expresia din (3.20), iar

$$C_{e1} = C_{b'e} + C_e \tag{3.30}$$

Cu notația

$$\omega_i = \frac{1}{C_{e1} \dfrac{R R_g}{R + R_g}} \tag{3.31}$$

relația (3.29) devine

$$\underline{U}_{B'E} = \underline{E}_g \frac{R_1}{R_1 + R_g} \cdot \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_i}} \tag{3.32}$$

Din relația (3.19) se constată că factorul $\underline{E}_g R_1/(R_1 + R_g)$ este egal cu tensiunea $\underline{U}_1$ de la intrarea amplificatorului, în situația funcționării la frecvențe medii. Deci

$$\underline{U}_{B'E} = \underline{U}_1 \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_i}} \tag{3.33}$$

Din relațiile (3.25) și (3.33) rezultă

$$\underline{U}_2^I = -g_m \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''} \cdot \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_i}} \underline{U}_1 \tag{3.34}$$

de unde se obține expresia amplificării la frecvențe înalte

$$\underline{A}_i = -g_m \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''} \cdot \frac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_i}} \tag{3.35}$$

sau, ținînd cont de relația (3.23),

$$\underline{A}_i = \frac{\underline{A}_m}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_i}} \tag{3.36}$$

Din relația între module rezultă

$$|A_i| = \frac{|A_m|}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^2}} \quad \text{sau} \quad A_i = \frac{A_m}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_i}\right)^2}} \tag{3.37}$$

Pentru $\omega = \omega_i$ se obține

$$A_i = \frac{A_m}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ A_m \tag{3.38}$$

deci, $\omega_i$ este pulsația înaltă de tăiere a amplificatorului.

Caracteristica de fază rezultă scriind relația pentru argumente, corespunzătoare ecuației (3.36):

$$\arg \underline{A}_i = \arg \underline{A}_m - \arg\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_i}\right) \tag{3.39}$$

sau

$$\varphi_i = \varphi_m - \text{arc tg}\ \frac{\omega}{\omega_i} \tag{3.40}$$

unde $\varphi_i$ și $\varphi_m$ sînt defazajele introduse de etaj la frecvențe înalte, respectiv medii. Așa cum s-a arătat, $\varphi_m = -\pi$ (semnul minus din relația (3.23) semnifică inversarea fazei de către etajul de amplificare). La pulsația înaltă de tăiere ($\omega = \omega_i$) se obține $\varphi_i - \varphi_m = -\pi/4$ (fig. 3.18).

În proiectarea amplificatoarelor se calculează frecvența înaltă de tăiere, utilizînd relația (3.31), și se verifică dacă este corespunzătoare datelor inițiale impuse. Se presupun cunoscuți parametrii naturali ai tranzistorului, precum și rezistențele aferente etajului (din calculul regimului staționar). Dacă $f_i$ rezultă prea mică, trebuie utilizat un tranzistor cu frecvență de tăiere, $f_\alpha$, mai mare. Dacă frecvența $f_i$ a rezultat excesiv de mare, se poate introduce

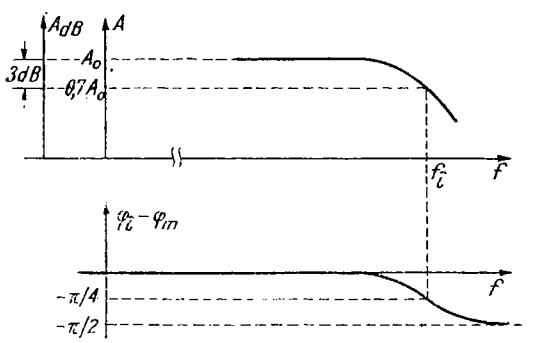



Fig. 3.18. Caracteristicile de frecvență ale etajului de amplificare, la frecvențe înalte.

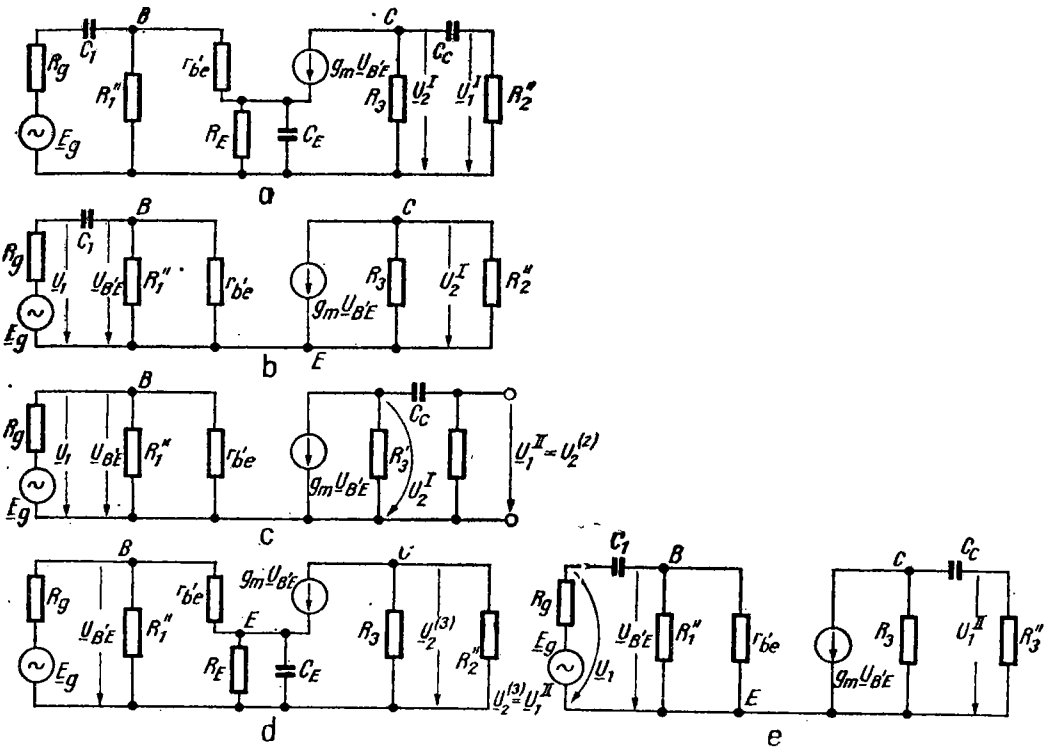



Fig. 3.19. Schema echivalentă a etajului la frecvențe joase:

*a* — schema generală; *b* — schema etajului la analiza efectelor condensatorului $C_1$; *c* — schema etajului la analiza efectelor condensatorului $C_c$; *d* — schema etajului la analiza efectelor condensatorului $C_E$; *e* — schema etajului la neglijarea efectelor condensatorului $C_E$.

un condensator, $C_0$, în circuitul de intrare*, mărind capacitatea $C_{e1}$ ($C_{e1} = C_{b'e} + C_e + C_0$), pînă la obținerea frecvenței de tăiere, $f_i$, impuse.

*Comportarea etajului de amplificare la frecvențe joase.* În schema echivalentă a etajului intervin condensatoarele $C_1$, $C_E$ și $C_c$, a căror reactanță nu se poate neglija (fig. 3.19, *a*). Evaluarea efectelor introduse de acestea se va face considerînd, succesiv, efectul fiecărui condensator separat.

*Efectul condensatorului de cuplaj* $C_1$ rezultă din analiza schemei din fig. 3.19,*b*. Din această schemă echivalentă se obține tensiunea $\underline{U}_{B'E}$:

$$\underline{U}_{B'E} = \underline{E}_g \frac{R}{R_g + R + \dfrac{1}{j\omega C_1}} = \underline{E}_g \cdot \frac{R}{R + R_g} \cdot \frac{j\omega C_1(R + R_g)}{1 + j\omega C_1(R + R_g)} \qquad (3.41)$$

Înlocuind factorul $\underline{E}_g R/(R + R_g)$ prin tensiunea $\underline{U}_1$ de la intrarea amplificatorului, în situația funcționării la frecvențe medii (v. rel. (3.19)), se obține:

$$\underline{U}_{B'E} = \underline{U}_1 \frac{j\omega C_1(R + R_g)}{1 + j\omega C_1(R + R_g)} \qquad (3.42)$$

* Limitarea frecvenței $f_i$ se poate face și prin conectarea unui condensator în paralel cu rezistența $R_3$.

Notînd

$$\omega_{j1} = \frac{1}{C_1(R + R_g)} \tag{3.43}$$

relația (3.42) devine

$$\underline{U}_{B'E} = \underline{U}_1 \frac{j\frac{\omega}{\omega_{j1}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{j1}}} \tag{3.44}$$

Tensiunea de la ieșirea etajului, $\underline{U}_2^I$, are expresia

$$\underline{U}_2^I = -g_m \frac{R_2'' R_3}{R_2'' + R_3} \underline{U}_{B'E} = -g_m \frac{R_2'' R_3}{R_2'' + R_3} \cdot \frac{j\frac{\omega}{\omega_{j1}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{j1}}} \cdot \underline{U}_1 \tag{3.45}$$

Expresia amplificării complexe a etajului devine

$$\underline{A}_j^{(1)} = -g_m \frac{R_2'' R_3}{R_2'' + R_3} \cdot \frac{j\frac{\omega}{\omega_{j1}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{j1}}} = \underline{A}_m \frac{j\frac{\omega}{\omega_{j1}}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{j1}}} \tag{3.46}$$

și se obțin relațiile ce determină caracteristicile amplificare-frecvență și fază-frecvență:

$$A_j^{(1)} = A_m \frac{\frac{\omega}{\omega_{j1}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{j1}}\right)^2}}\ ;\ \varphi_j^{(1)} = \varphi_m + \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_{j1}} \tag{3.47}$$

Pentru $\omega = \omega_{j1}$, rezultă: $A_j^{(1)} = 0{,}707\ A_m$; $\varphi_j^{(1)} = \varphi_m + \frac{\pi}{4}$. Se observă că efectele condensatorului $C_1$ constau în micșorarea amplificării și în introducerea unui avans de fază $\left(\text{egal cu } \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_{j1}}\right)$ (fig. 3.20). Aceste efecte sînt cu atît mai pronunțate, cu cît frecvența este mai mică.

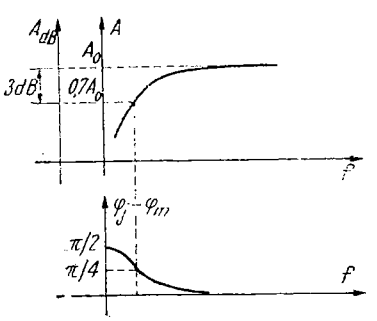



Fig. 3.20. Caracteristicile de frecvență ale etajului, la frecvențe înalte.

*Efectul condensatorului de cuplaj* $C_c$ rezultă prin analiza schemei din fig. 3.19, *c*. Pentru această schemă se obține:

$$\underline{U}_2^{(2)} = -g_m \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''} \cdot \frac{j\omega C_c (R_3 + R_2'')}{1 + j\omega C_c (R_3 + R_2'')} \underline{U}_{B'E} \tag{3.48}$$

în care tensiunea $\underline{U}_{B'E}$ este identică cu tensiunea $\underline{U}_1$, din situația funcționării la frecvențe medii. Notînd

$$\omega_{j2} = \frac{1}{C_c (R_3 + R_2'')} \tag{3.49}$$

ecuația (3.48) devine

$$\underline{U}_2^{(2)} = -g_m \frac{R_3 R_2''}{R_3 + R_2''} \cdot \frac{j \frac{\omega}{\omega_{j2}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{j2}}} \underline{U}_1 \tag{3.50}$$

iar expresia amplificării complexe este

$$\underline{A}_j^{(2)} = \underline{A}_m \frac{j \frac{\omega}{\omega_{j2}}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{j2}}} \tag{3.51}$$

Similar relațiilor (3.47), putem scrie

$$A_j^{(2)} = A_m \frac{\frac{\omega}{\omega_{j2}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{j2}}\right)^2}}; \quad \varphi_j^{(2)} = \varphi_m + \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\omega_{j2}} \tag{3.52}$$

deci, efectele condensatorului $C_c$ sînt de aceeași natură, ca ale condensatorului $C_1$ (micșorarea amplificării și introducerea unui avans de fază, la micșorarea frecvenței de lucru).

*Efectul condensatorului de decuplare* $C_E$ se evaluează prin analiza schemei din fig. 3.19, *d*. Volumul de calcul pentru determinarea amplificării, în acest caz, este mai mare. Etajul va funcționa cu reacție negativă (v. § 3.4), rezultînd o micșorare a amplificării la frecvențe foarte joase.

La proiectarea amplificatoarelor, frecvențele de tăiere, care determină banda de trecere, se impun. Condensatorul $C_E$ se alege în așa fel, încît la $f = f_j$, să fie îndeplinită condiția de decuplare a rezistenței $R_E$:

$$\frac{1}{2\pi f_j C_E} \leqslant \frac{R_E}{10} \tag{3.53}$$

Analiza comportării etajului la frecvențe joase trebuie să furnizeze relațiile de calcul a condensatoarelor $C_1$ și $C_c$, pentru obținerea frecvenței de tăiere $f_j$ impuse. În aceste condiții, se va considera îndeplinită condiția (3.53) și rezultă

că frecvența $f_j$ este determinată din efectul cumulat al condensatoarelor $C_1$ și $C_c$. Utilizînd schema echivalentă din fig. 3.19, *e*, precum și unele rezultate obținute anterior, se deduce formula amplificării complexe la frecvențe joase:

$$\underline{A}_j = \underline{A}_m \frac{\left(j\frac{\omega}{\omega_{j1}}\right)\left(j\frac{\omega}{\omega_{j2}}\right)}{\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{j1}}\right)\left(1+j\frac{\omega}{\omega_{j2}}\right)} \tag{3.54}$$

de unde rezultă

$$A_j = A_m \frac{\frac{\omega^2}{\omega_{j1}\omega_{j2}}}{\sqrt{\left(1+\frac{\omega^2}{\omega_{j1}^2}\right)\left(1+\frac{\omega^2}{\omega_{j2}^2}\right)}}\ ;\ \varphi_j = \varphi_m + \pi - \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_{j1}} - \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_{j2}} \tag{3.55}$$

Condensatoarele $C_1$ și $C_c$ se aleg astfel, încît la $\omega = \omega_j$ să rezulte $A_j \geqslant 0{,}707\, A_m$

Evaluarea performanțelor unui amplificator de tensiune cu cuplaj prin condensator, echipat cu tranzistoare bipolare, trebuie să țină cont de unele efecte cantitative și calitative, care se obțin la cuplarea etajelor. Acestea vor fi discutate în cele ce urmează.

*1. Amplificarea unui etaj conectat în cascadă este mai mică decît amplificarea aceluiași etaj, în situația cînd lucrează izolat.* Dacă etajul realizat cu tranzistorul $T_1$, din schema dată în fig. 3.12, ar funcționa izolat, rezistența de sarcină ar fi egală cu $R_3$ și amplificarea la frecvențe medii rezultă

$$\underline{A}_m = -g_m R_3 \tag{3.56}$$

Așa cum se remarcă din relația (3.23), amplificarea $\underline{A}_m$ a etajului conectat în cascadă diferă de expresia (3.56) prin aceea că, în locul rezistenței $R_3$, intervine rezistența echivalentă a grupajului în paralel al rezistențelor $R_3$ $R_1'$, $R_2'$ și $R_{in2}$. Această rezistență echivalentă este mult mai mică decît $R_3$, în special datorită valorii reduse a rezistenței de intrare în etajul următor, $R_{in2}$, care este în jur de (1—2)kΩ. Deci, amplificarea $A_m$ a etajului în lanț este mult mai mică decît cea a etajului izolat. Avînd în vedere această situație, uneori structura amplificatorului de tensiune se alege sub forma unei succesiuni de etaje în conexiune EC și CC (fig. 3.21). După cum se știe, un etaj de amplificare în conexiunea CC se numește *repetor pe emitor*, avînd amplificarea în

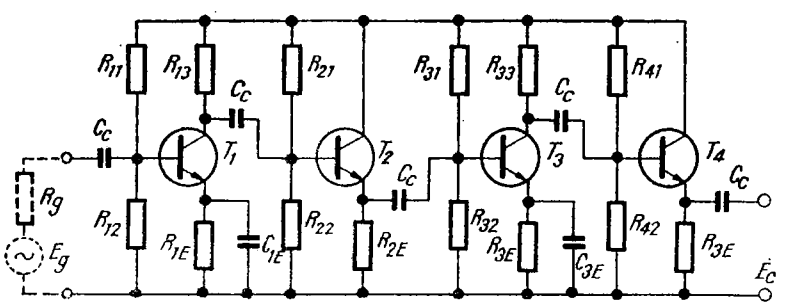



Fig. 3.21. Amplificator cu etaje succesive *EC* și *CC*.

tensiune egală practic cu unitatea și rezistența de intrare foarte mare (zeci, sute de kΩ). Întrucît tranzistoarele $T_1$ și $T_3$ au rezistențele de sarcină mari (deoarece efectele de șuntare introduse de rezistențele $R_{in2}$, respectiv $R_{in4}$, sînt neglijabile), amplificările acestora vor fi mari, asigurînd — pentru întregul lanț — o valoare ridicată a amplificării, chiar dacă etajele 2 și 4 au amplificarea $A_m \simeq 1$.

2. *Amplificarea* unui etaj la extremitățile benzii de trecere se poate pune sub forma

$$A = \delta A_m \tag{3.57}$$

unde $\delta$ este un factor subunitar, de forma $1/\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)^2}$ — în cazul frecvențelor înalte —, sau $\left(\frac{\omega}{\omega_j}\right)/\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_j}\right)^2}$ — în cazul frecvențelor joase. Considerînd $n$ etaje identice conectate în cascadă (ultimul etaj avînd o sarcină echivalentă identică cu cea a etajelor precedente), amplificarea întregului lanț este

$$A_t = A^n = \delta^n A_m^n \tag{3.58}$$

Datorită factorului subunitar $\delta$, la frecvențe înalte și la frecvențe joase rezultă o micșorare a raportului $A^n/A_m^n$, adică o reducere a benzii amplificatorului (fig. 3.22). Avînd în vedere că mărirea amplificării, prin conectarea în cascadă a mai multor etaje, este însoțită de reducerea benzii de trecere, caracterizarea calitativă și cantitativă a unui amplificator se face, uneori, prin intermediul *produsului amplificare-bandă de trecere*:

$$P = A_m B \tag{3.59}$$

Performanțele unui amplificator se consideră cu atît mai bune, cu cît parametrul $P$ este mai mare.

Cuplajul prin condensator al etajelor într-un amplificator are următoarele avantaje:

— variația punctului static de funcționare al unui tranzistor, datorită temperaturii, nu se transmite la celelalte etaje (așa cum se întîmplă la amplificatoarele cu cuplaj direct);

— calculul amplificatorului, atît în regim staționar, cît și în regim dinamic (determinarea amplificării și a benzii), se face relativ simplu.

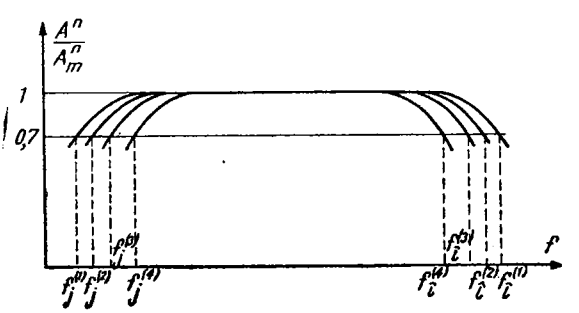



Fig. 3.22. Efectul îngustării benzii de trecere la un amplificator cu mai multe etaje.

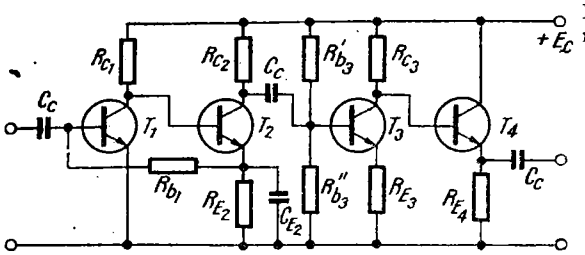



Fig. 3.23. Amplificator cu cuplaj mixt: direct și prin condensator.

Principalul dezavantaj al cuplajului prin condensator constă în existența unui număr relativ mare de componente (rezistențe și condensatoare). În cazul amplificatoarelor de joasă frecvență, prezența unui număr mare de condensatoare electrolitice, pentru cuplaj și pentru decuplări, mărește costul și gabaritul amplificatorului. O soluție de compromis, între cuplajul direct și cel prin condensator, presupune utilizarea cuplajului prin condensator a unor grupări de 2—3 etaje conectate direct. Astfel, amplificatorul din fig. 3.23 este format din grupările în conexiune directă $T_1$—$T_2$ și $T_3$—$T_4$, cuplate prin condensator.

### 3.2.2.3. Amplificatoare cu cuplaj prin condensator, realizate cu tranzistoare unipolare

În fig. 3.24 este reprezentat un amplificator echipat cu tranzistoare TEC-MOS cu canal permanent de tip *n*, în conexiunea cu sursa comună (SC), format din două etaje cuplate prin condensatorul $C_c$. Fiecare etaj este realizat după schema de principiu dată în fig. 1.91, *a*. Rezistențele $R_s$ asigură negativarea automată a tranzistoarelor, rezistențele $R_G$ — de ordinul MΩ — transmit pe grile tensiunile de negativare fixate de rezistențele $R_s$, condensatoarele $C_s$ decuplează rezistențele $R_s$, la funcționarea în curent alternativ.

Pentru calculul amplificării unui etaj, conectat în cascadă cu alte etaje, se reprezintă tranzistorul unipolar prin schema echivalentă de semnal mic, dată în fig. 1.99. Circuitul echivalent al primului etaj al amplificatorului din fig. 3.24 este prezentat în fig. 3.25, *a*. Întrucît rezistența $R_g$ este, de obicei, mult mai mică decît $R_G$ și decît reactanța corespunzătoare capacității $C_{GS}$, rezultă $\underline{U}_1 \simeq \underline{E}_g$, deci elementele $R_g$, $R_G$ și $C_{GS}$ din circuitul de intrare grilă — sursă nu vor interveni în expresia amplificării etajului și se pot ignora în circuitul echivalent. Această se datorește și faptului că efectul capacității $C_{GD}$, ca dealtfel și al capacității $C_{DS}$, este neglijabil față de cel al capacității $C_{GS}$

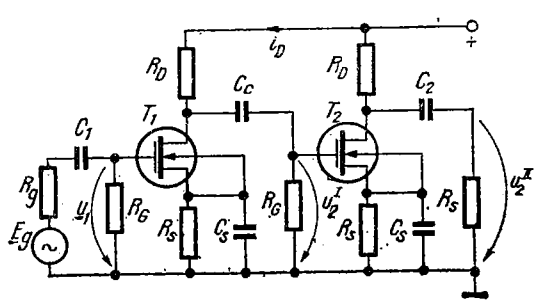



Fig. 3.24. Amplificator cu TEC-MOS, cu cuplaj prin condensator.

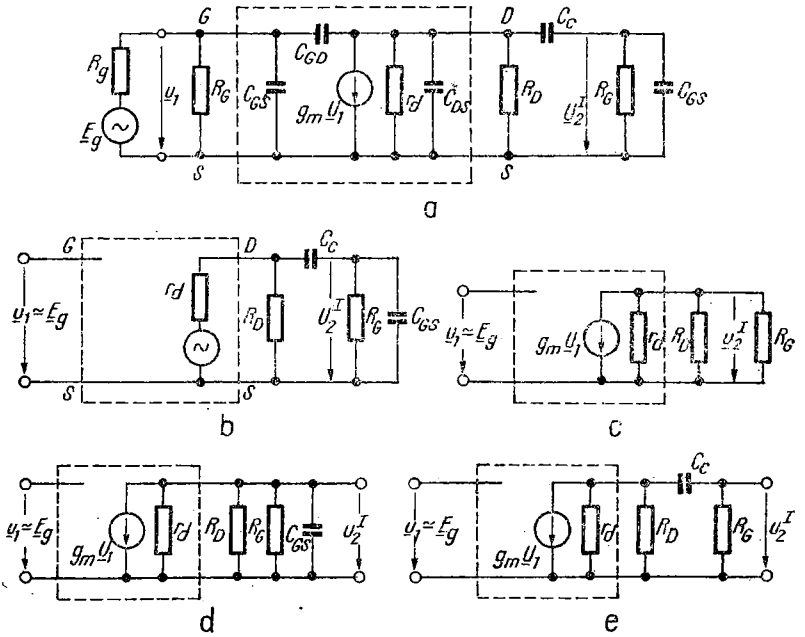



Fig. 3.25. Schema echivalentă în c.a. a primului etaj din amplificatorul dat în fig. 3.24:

*a* - schema generală; *b* — circuitul echivalent simplificat; *c* — schema echivalentă pentru frecvențe medii; *d* — schema echivalentă pentru frecvențe înalte; *e* — schema pentru frecvențe joase.

ain circuitul de ieșire. În aceste condiții, circuitul echivalent simplificat, care se consideră la calculul amplificării etajului, este cel din fig. 3.25, *b*.

La frecvențe medii, condensatorul $C_c$ se poate înlocui cu un scurtcircuit, iar efectul capacității $C_{GS}$ este neglijabil. Din schema echivalentă corespunzătoare (fig. 3.25, *c*) rezultă

$$\underline{U}_2^I = -g_m \underline{U}_1 R_e \tag{3.60}$$

unde $R_e$ este rezistența echivalentă a grupării în derivație a rezistențelor $r_d$, $R_D$, $R_G$:

$$R_e = \frac{r_d R_D R_G}{r_d R_D + R_D R_G + r_d R_G} \tag{3.61}$$

Amplificarea complexă la frecvențe medii va fi

$$\underline{A}_m = \frac{\underline{U}_2^I}{\underline{U}_1} = -g_m R_e \tag{3.62}$$

La frecvențe înalte intervine capacitatea $C_{GS}$ (fig. 3.25, *d*) și expresia tensiunii $\underline{U}_2^I$ devine

$$\underline{U}_2^I = -g_m \underline{U}_1 \frac{R_e \frac{1}{j\omega C_{GS}}}{R_e + \frac{1}{j\omega C_{GS}}} = -g_m \underline{U}_1 R_e \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_i}} \tag{3.63}$$

unde

$$\omega_i = \frac{1}{R_e C_{GS}} \tag{3.64}$$

Amplificarea complexă la frecvențe înalte este

$$\underline{A}_i = \underline{A}_m \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_i}} \tag{3.65}$$

La frecvențe joase intervine condensatorul de cuplaj (fig. 3.25, *e*) și rezultă

$$\begin{aligned} \underline{U}_2^I &= -g_m \underline{U}_1 \frac{r_d R_D \left(R_G + \frac{1}{j\omega C_c}\right)}{r_d R_D + \left(R_G + \frac{1}{j\omega C_c}\right)(r_d + R_D)} \cdot \frac{-R_G}{R_G + \frac{1}{j\omega C_c}} = \\ &= -g_m R_e \underline{U}_1 \frac{1}{1 + \frac{r_d + R_D}{j\omega C_c (r_d R_D + r_d R_G + R_D R_G)}} \end{aligned} \tag{3.66}$$

Notînd

$$\omega_j = \frac{r_d + R_D}{C_c (r_d R_D + r_d R_G + R_D R_G)} \tag{3.67}$$

se obțin succesiv

$$\underline{U}_2^I = -g_m \underline{U}_1 R_e \frac{1}{1 + \frac{\omega_j}{j\omega}} \tag{3.68}$$

$$\underline{A}_j = \underline{A}_m \frac{1}{1 + \frac{\omega_j}{j\omega}} \tag{3.69}$$

Se observă că pentru $\omega = \omega_i$ și $\omega = \omega_j$ rezultă $A_i = 0{,}707\ A_m$, respectiv $A_j = 0{,}707\ A_m$, deci $\omega_i$ și $\omega_j$ sînt pulsațiile înaltă și joasă de tăiere. Menționăm că, datorită valorilor mari ale rezistențelor $r_d$ și $R_G$, pentru aceeași frecvență joasă de tăiere, $f_j$, capacitatea condensatorului de cuplaj rezultă mult mai mică decît în cazul etajelor cu tranzistoare bipolare.

Întrucît $\omega_i \gg \omega_j$, iar la frecvențe medii rapoartele $\frac{\omega}{\omega_i}$ și $\frac{\omega_j}{\omega}$ sînt neglijabile, relațiile (3.60), (3.65) și (3.69) se pot prezenta sub forma unei relații unice, valabilă la orice frecvență:

$$\underline{A} = \frac{\underline{A}_m}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_i} - \frac{\omega_j}{\omega}\right)} \tag{3.70}$$

Spre deosebire de cazul utilizării tranzistoarelor bipolare, amplificarea la frecvențe medii a unui etaj izolat este practic aceeași cu cea a etajului conectat în cascadă cu alte etaje. Acest lucru se datorește faptului că, la conectarea în lanț, sarcina etajului se modifică prin conectarea în paralel a rezistenței de grilă a etajului următor, $R_G$. Această rezistență are o valoare foarte mare (de ordinul MΩ) și nu influențează sensibil sarcina etajului analizat.

În ceea ce privește reducerea benzii de trecere a amplificatorului, odată cu creșterea numărului de etaje conectate în cascadă, precum și caracterizarea amplificatorului prin produsul amplificare-bandă, problemele se pun la fel ca în cazul amplificatoarelor echipate cu tranzistoare bipolare.

### 3.2.2.4. Amplificatoare de tensiune cu cuplaj prin transformator

Cuplajul prin transformator asigură, ca și în cazul cuplajului prin condensator, trecerea, de la un etaj la altul, numai a componentelor alternative. Punctul static de funcționare al unui etaj nu este influențat de poziția punctelor statice de funcționare ale celorlalte etaje. Transformatorul de cuplaj *Tr* (fig. 3.26) transmite la etajul al doilea componenta alternativă a tensiunii de la ieșirea primului etaj. Cuplarea la primul etaj se face prin intermediul condensatorului $C_1$, iar la ieșire, cuplajul se realizează prin transformatorul *Tr*.

Utilizarea transformatorului ca element de cuplaj se justifică prin:

— realizarea unei adaptări bune între rezistența de sarcină și dispozitivul electronic amplificator;

— puterea disipată de către componenta continuă a curentului de ieșire este foarte mică, cu consecința că randamentul amplificatoarelor cu cuplaj prin transformator este mai ridicat decît în cazul celor cu cuplaj prin condensator;

— cuplajul cu transformator cu priză mediană în secundar asigură la ieșire tensiuni defazate cu 180°, necesare în etajele în contratimp.

Practic, cuplajul prin transformator se utilizează mai rar în amplificatoarele de semnal mic, datorită următoarelor dezavantaje față de cuplajul direct sau prin condensator: transformatorul are dimensiuni mari, masă ridicată și prezintă o caracteristică de frecvență mai slabă.

Cuplajul prin transformator se folosește în special la amplificatoarele selective de medie și înaltă frecvență, precum și la amplificatoarele de putere, unde asigură o bună adaptare și un randament ridicat.

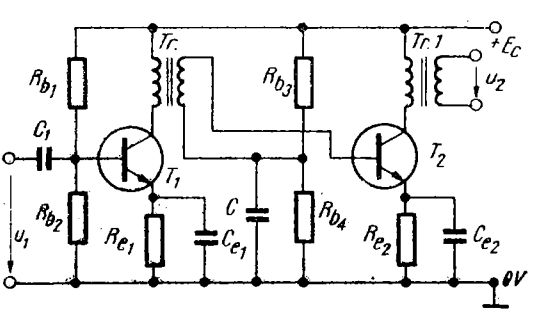



**Fig. 3.26. Amplificator cu cuplaj prin transformator.**

### 3.2.2.5. Amplificatoare de tensiune selective

Amplificatoarele selective realizează o bandă de trecere îngustă, pentru care raportul $f_t/f_j$ este apropiat de 1 (de exemplu, $f_t/f_j \leqslant 1{,}3$). După natura elementelor pasive de circuit, care determină proprietățile de selectivitate, amplificatoarele de bandă îngustă pot fi: de *tip LC* și de *tip RC*.

*Amplificatoare selective LC.* Principiul de realizare a unui etaj din această categorie de amplificatoare constă în utilizarea, ca sarcină a tranzistorului, a unui circuit rezonant *LC* derivație, a cărui impedanță prezintă un maximum la frecvența de rezonanță. Întrucît amplificarea etajului depinde de impedanța de sarcină, se obține, în caracteristică de frecvență a etajului, un maximum la frecvența de rezonanță a circuitului *LC*, rezultînd — implicit — o bandă de trecere îngustă.

Fie circuitul oscilant derivație din fig. 3.27, *a*, în care $R$ este rezistența echivalentă de pierderi, care cumulează efectul pierderilor în bobină și în condensator. Impedanța circuitului este

$$\underline{Z} = \frac{\dfrac{1}{j\omega C}(R + j\omega L)}{R + j\omega L + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{\dfrac{L}{C}\left(1 + \dfrac{R}{j\omega L}\right)}{R\left[1 + \dfrac{j\omega L}{R}\left(1 - \dfrac{1}{\omega^2 LC}\right)\right]} \tag{3.71}$$

Notînd prin $\omega_0$ și $Q_0$ pulsația de rezonanță, respectiv factorul de calitate al circuitului,

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R\omega_0 C} = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{3.72}$$

expresia (3.71) devine

$$\underline{Z} = \frac{\dfrac{L}{C}\left(1 - j\dfrac{\omega_0}{\omega Q_0}\right)}{R\left[1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0}Q_0\left(1 - \dfrac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)\right]} = \frac{\dfrac{L}{C}\left(\dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{j}{Q_0}\right)}{R\left[\dfrac{\omega}{\omega_0} + jQ_0\left(\dfrac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)\right]} \tag{3.73}$$

Considerînd $Q_0 \gg 1$ și utilizînd notația

$$\delta = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \tag{3.74}$$

expresia impedanței devine

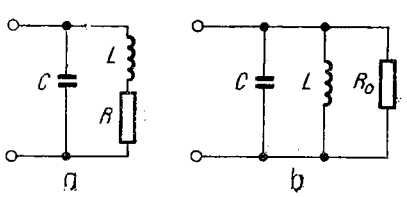



Fig. 3.27. Circuit oscilant *LC* cu rezistență de pierderi serie (*a*) și derivație (*b*).

$$\underline{Z} = \frac{L}{CR} \cdot \frac{1}{1 + jQ_0 \dfrac{\delta(\delta + 2)}{\delta + 1}} \tag{3.75}$$

La rezonanță, cînd $\omega = \omega_0$ ($\delta = 0$), rezultă

$$\underline{Z}(\omega_0) = R_0 = \frac{L}{CR} \tag{3.76}$$

și relația (3.75) se scrie sub forma:

$$\underline{Z} = \frac{R_0}{1 + jQ_0 \dfrac{\delta(\delta + 2)}{\delta + 1}} \tag{3.77}$$

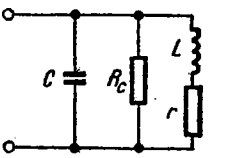



Fig. 3.28. Schema unui circuit oscilant *LC*, cu rezistențele de disipație ale bobinei și condensatorului.

Se observă că circuitul oscilant *LC* cu pierderi din fig. 3.27, *a* poate fi reprezentat printr-un circuit *LC* ideal, în paralel cu rezistența $R_0$ (fig. 3.27, *b*). Prin urmare, un circuit *LC* real, avînd rezistența de pierderi în bobină $r$ și rezistența de pierderi în condensator $R_c$ (fig. 3.28), se poate reprezenta prin schema echivalentă din fig. 3.27, *b*, unde

$$R_0 = \frac{R_c \dfrac{L}{Cr}}{R_c + \dfrac{L}{Cr}} \tag{3.78}$$

Schema unui etaj de amplificare selectiv, cu cuplaj prin condensator, este dată în fig. 3.29, *a*. Amplificarea etajului se poate determina utilizînd circuitul echivalent al etajului, dat în fig. 3.29, *b*. Condensatoarele de cuplaj și de decuplare s-au înlocuit prin scurtcircuite.

Cu notațiile

$$C_1 = C + C_{GS}; \quad R_0 = \frac{r_d R_G R_1}{r_d R_G + r_d R_1 + R_G R_1} \tag{3.79}$$

unde $R_1 = \dfrac{L}{rC}$, circuitul echivalent al etajului are forma din fig. 3.39, *c* iar expresia tensiunii de ieșire este

$$\underline{U}_2 = -g_m \underline{U}_1 \underline{Z} \tag{3.80}$$

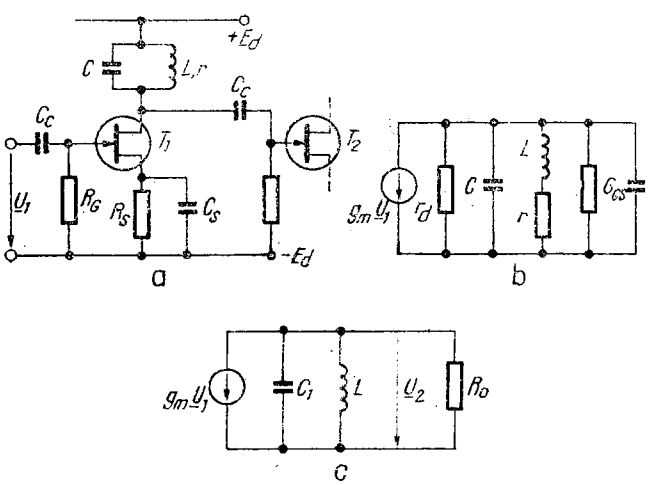



Fig. 3.29. Amplificator selectiv *LC*:
*a* — schema etajului; *b* — schema echivalentă; *c* — schema echivalentă transformată.

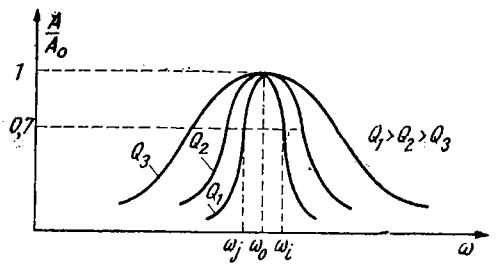



Fig. 3.30. Caracteristica de frecvență a amplificatorului selectiv.

în care $\underline{Z}$ este impedanța echivalentă pe care debitează generatorul de curent. Ținînd cont de relația (3.75) și de notațiile din fig. 3.29, *c*, rezultă

$$\underline{A} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -g_m \underline{Z} = \\ = -g_m R_0 \frac{1}{1 + jQ_0 \dfrac{\delta(\delta+2)}{\delta+1}} \qquad (3.81)$$

unde factorul de calitate $Q_0$ se poate exprima în funcție de rezistența $R_0$, utilizînd relația (3.76):

$$R_0 = \frac{L}{C_1 R} = \frac{\omega_0 L}{\omega_0 C_1 R} = \frac{Q_0}{\omega_0 C_1} = Q_0 \sqrt{\frac{L}{C_1}}; \quad Q_0 = R_0 \sqrt{\frac{C_1}{L}} \qquad (3.82)$$

Notînd cu $\underline{A}_0$ amplificarea la rezonanță

$$\underline{A}_0 = -g_m R_0 \qquad (3.83)$$

se obține

$$\frac{\underline{A}}{\underline{A}_0} = \frac{1}{1 + jQ_0 \dfrac{\delta(\delta+2)}{\delta+1}}; \quad \frac{A}{A_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q_0 \dfrac{\delta(\delta+2)}{\delta+1}\right]^2}} \qquad (3.84)$$

Caracteristica de frecvență $\dfrac{A}{A_0} = F(\omega)$ a etajului de amplificare este prezentată în fig. 3.30. Cu cît factorul de calitate $Q_0$ este mai mare, adică

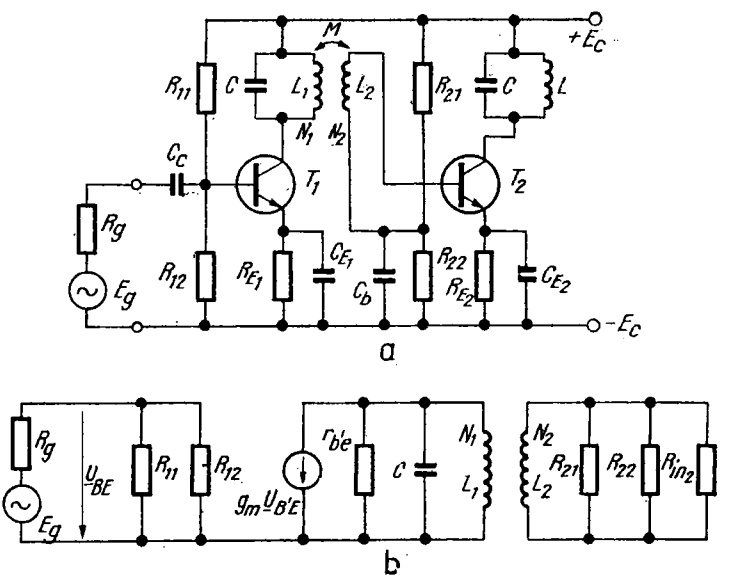



Fig. 3.31. Amplificator selectiv LC cu tranzistoare bipolare:
*a* — schema amplificatorului; *b* — schema echivalentă a primului etaj.

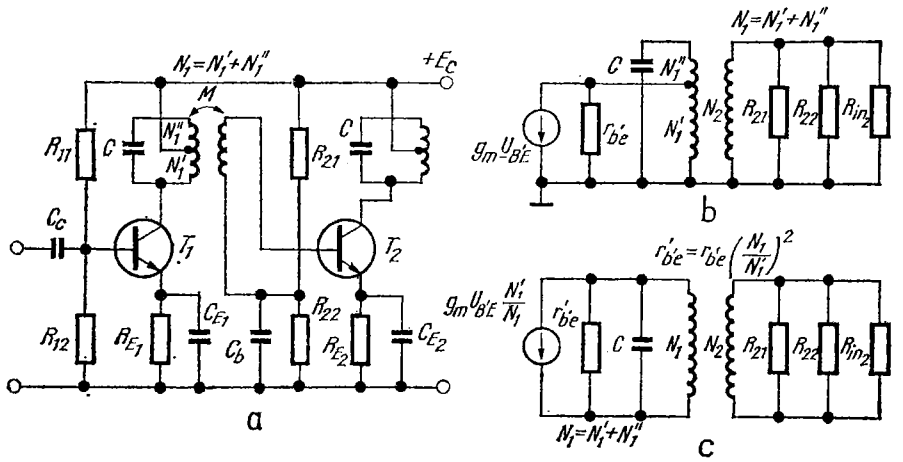



Fig. 3.32. Amplificator selectiv *LC* cu cuplaj prin autotransformator a tranzistorului bipolar la circuitul oscilant:

*a* — schema amplificatorului; *b* și *c* — schemele echivalente, în curent alternativ, ale primului etaj.

rezistența $R_0$ este mai mare (v. rel. (3.83)), cu atît amplificarea $A_0$ este mai mare, iar banda amplificatorului este mai îngustă.

Selectivitatea etajului de amplificare cu TEC-J este bună, deoarece rezistențele $R_G$ și $r_d$ din schema echivalentă (fig. 3.29, *b*) sînt mari. Dacă s-ar utiliza etaje cu tranzistoare bipolare, cuplate prin condensator, rezistența de intrare redusă a etajului din aval ar reduce în așa măsură factorul $Q_0$, încît proprietățile de selectivitate ar dispare. Din acest motiv, în schemele amplificatoarelor selective *LC* cu tranzistoare bipolare se utilizează cuplajul prin transformator al etajelor (fig. 3.31, *a*). Examinînd circuitul echivalent al primului etaj, dat în fig. 3.31, *b*, se constată că în derivație cu circuitul *LC* sînt rezistența $r_{b'e}$ și rezistența $R_2 = R_{21} || R_{22} || R_{in2}$, reflectată în primar:

$$R_2' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_2 \tag{3.85}$$

Prin alegerea corespunzătoare a raportului de înfășurare $\frac{N_1}{N_2}$ se poate realiza o valoare $R_2'$, pentru care factorul de calitate $Q_0$ este acceptabil.

Efectul micșorării factorului de calitate $Q_0$, datorită rezistenței $r_{b'e}$, se poate diminua utilizînd cuplajul prin autotransformator al tranzistorului la circuitul *LC* (fig. 3.32, *a*). Din schemele echivalente ale circuitului de ieșire al tranzistorului $T_1$, date în fig. 3.32, *b* și *c*, se constată că efectul cuplării prin autotransformator a tranzistorului la circuitul oscilant constă în aceea că rezistența $r_{b'e}$ se înlocuiește prin $r'_{b'e} = r_{b'e}\left(\frac{N_1}{N_1'}\right)^2$, ceea ce conduce la creșterea factorului de calitate $Q_0$.

Fie două circuite oscilante *LC*, cuplate inductiv (fig. 3.33, *a*), capacitiv (fig. 3.33, *b*) sau mixt (fig. 3.33, *c*), al căror factor de transfer

$$K = \frac{U_2}{U_1} \tag{3.86}$$

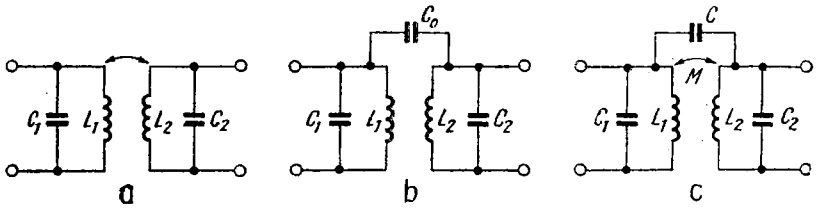



Fig. 3.33. Circuite oscilante *LC* cu cuplaj inductiv (*a*), capacitiv (*b*) sau mixt (*c*).

are o variație selectivă cu frecvența (fig. 3.34). Alura caracteristicii de frecvență a circuitului analizat depinde de mărimea cuplajului între circuite. Schema unui amplificator selectiv, cu circuite rezonante *LC* cuplate, este dată în fig. 3.35.

Amplificatoarele selective *LC* se utilizează, de obicei, în domeniul frecvențelor medii și înalte (zeci de kHz ... sute de MHz).

*Amplificatoare selective RC.* Aceste amplificatoare se utilizează, de regulă, la frecvențe joase și medii. În structura lor intervin cuadripoli pasivi, avînd caracteristici de frecvență ce conțin un maxim sau un minim. Cei mai utilizați cuadripoli *RC* în amplificatoarele selective sînt: rețeaua Wien și rețeaua dublu T.

Schema *rețelei Wien* este dată în fig. 3.36. Coeficientul de transfer complex, $\underline{K} = \underline{U}_2/\underline{U}_1$, are expresia

$$\underline{K} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_1 - \frac{1}{\omega C_2 R_2}\right)} \tag{3.87}$$

care, pentru $R_1 = R_2 = R$ și $C_1 = C_2 = C$, devine

$$\underline{K} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \tag{3.88}$$

unde

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \tag{3.89}$$

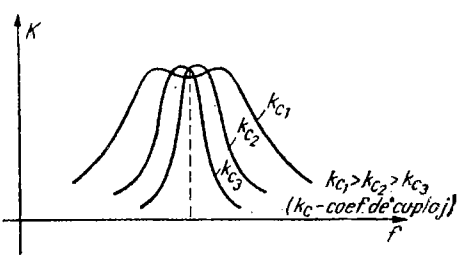



Fig. 3.34. Caracteristica de frecvență a unui amplificator selectiv, utilizînd circuite *LC* cuplate inductiv.

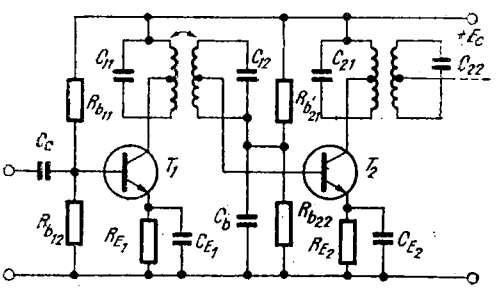



Fig. 3.35. Schema unui amplificator selectiv, cu circuite *LC* cuplate inductiv.

Expresia (3.88) determină caracteristicile de frecvență ale circuitului, date în fig. 3.37.

Pentru valori $R_1$, $R_2$, $C_1$ și $C_2$ oarecare, maximul caracteristicii $K = K(f)$ se obține la frecvența

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_2}} \qquad (3.90)$$

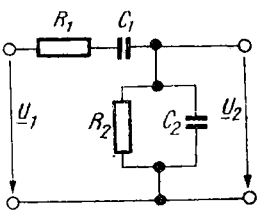


Fig. 3.36. Schema rețelei Wien.

*Rețeaua în dublu T* se poate realiza în două variante: alimentată de la generator de tensiune (fig. 3.38, *a*) și alimentată de la generator de curent (fig. 3.38, *b*). La frecvența

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (3.91)$$

coeficienții de transfer $K_u = U_2/U_1$, respectiv $K_i = I_2/I_1$ au valorile minime

$$(K_u)_{min} = \frac{2k^2 - 1}{2k^2 + k + 1}; \quad (K_i)_{min} = \frac{k(k+2)}{k^2 + k + 2} \qquad (3.92)$$

Caracteristicile de frecvență ale circuitului în dublu T sînt date în fig. 3.39.

Pentru realizarea amplificatoarelor selective se pot adopta două soluții:

— utilizarea unui circuit selectiv *RC* în lanțul etajelor de amplificare;

— utilizarea circuitului selectiv *RC* pe calea de reacție a unui amplificator cu reacție negativă.

Prima soluție este ilustrată prin schema dată în fig. 3.40. Întrucît circuitul Wien din fig. 3.36 necesită un generator de intrare cu impedanță internă cît mai mică și o impedanță de sarcină la ieșire cît mai mare, primul etaj

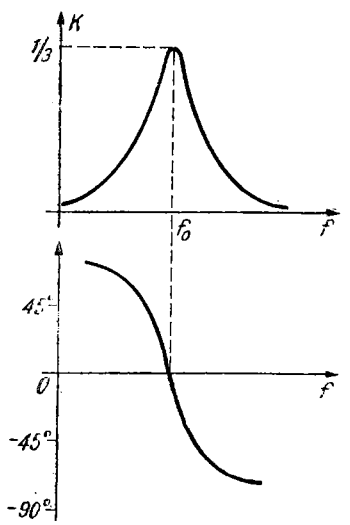


Fig. 3.37. Caracteristicile de frecvență ale rețelei Wien.

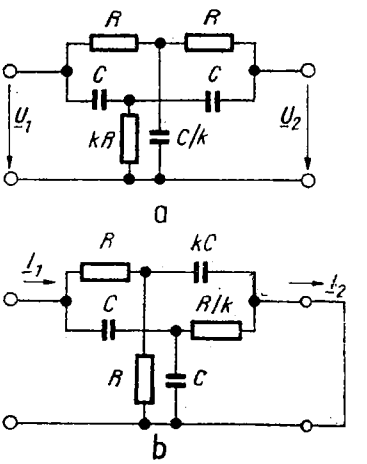


Fig. 3.38. Rețea în dublu T alimentată de la generator de tensiune (*a*) și de la generator de curent (*b*).

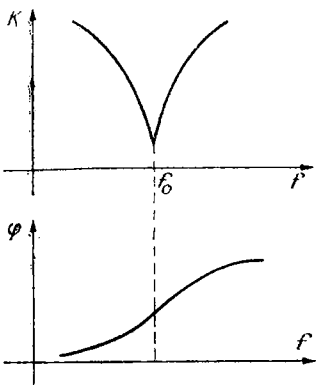



Fig. 3.39. Caracteristicile de frecvență ale circuitului în dublu T.

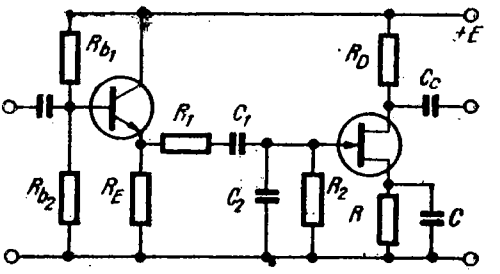



Fig. 3.40. Amplificator selectiv cu circuit Wien.

din amplificatorul selectiv este repetor pe emitor, cu rezistență de ieșire foarte mică, iar al doilea etaj este realizat cu TEC-J, pentru a asigura o rezistență de sarcină a circuitului Wien cît mai mare.

Amplificatoarele selective *RC* cu reacție negativă vor fi prezentate în § 3.4.7.

### 3.2.2.6. Amplificatoare de bandă largă

Lărgirea benzii de trecere a unui amplificator se poate realiza prin utilizarea unor circuite de corecție, pentru ameliorarea caracteristicii de frecvență în domeniile frecvențelor joase și înalte, sau prin aplicarea unei reacții negative (așa cum se va arăta în § 3.4). În cele ce urmează se vor prezenta soluții privind corecția caracteristicii amplificatorului la frecvențe joase și la frecvențe înalte.

La frecvențe joase, corecția se realizează prin introducerea elementelor $R_1$ și $C_1$ în circuitul de colector al tranzistorului din etajul corectat (fig. 3.41, *a*). În cazul funcționării la frecvențe medii, reactanța condensato-

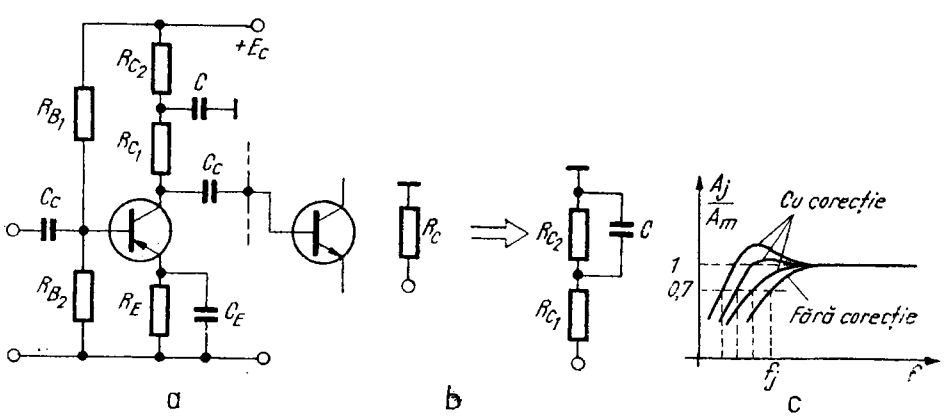



Fig. 3.41. Corecția la joasă frecvență a unui etaj de amplificare:
*a* — schema etajului; *b* — schema dipolului care înlocuiește rezistența $R_c$; *c* — caracteristica de frecvență.

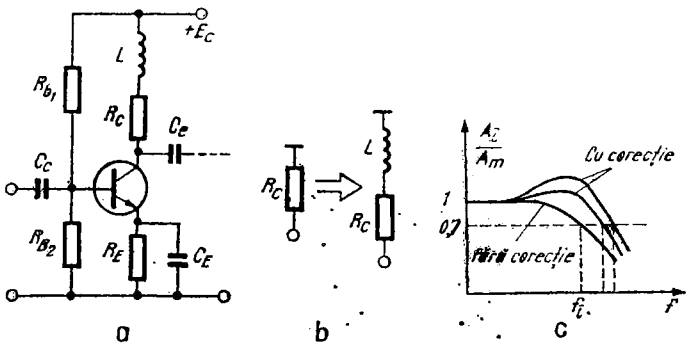



Fig. 3.42. Corecția la înaltă frecvență a unui etaj de amplificare: *a* — schema etajului; *b* — schema dipolului care înlocuiește rezistența $R_c$; *c* — caracteristica de frecvență.

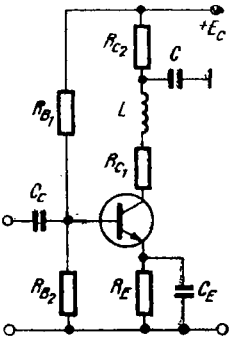



Fig. 3.43. Etaj de amplificare cu corecție la frecvențe joase și înalte.

rului $C_1$ este neglijabilă, deci rezistența $R_1$ este decuplată. La frecvențe joase, reactanța condensatorului $C_1$ nu se poate neglija și, în schema echivalentă a etajului, rezistența $R_c$ se înlocuiește prin dipolul prezentat în fig. 3.41, *b*. Impedanța dipolului, care intervine în impedanța echivalentă totală de sarcină a etajului, $Z_s$, crește odată cu scăderea frecvenței. Întrucît amplificarea etajului este proporțională cu impedanța $Z_s$, rezultă că la frecvențe joase există o tendință de creștere a amplificării (fig. 3.41, *c*). La frecvențe foarte joase, pierderea de tensiune pe condensatorul de cuplaj determină însă scăderea pronunțată a amplificării.

Corecția la frecvențe înalte se realizează, de obicei, prin includerea unei inductivități $L$ în circuitul colectorului etajului corectat (fig. 3.42, *a*). Reactanța $X_L = \omega L$ este neglijabilă la frecvențe medii, însă la frecvențe înalte ea determină creșterea sensibilă a impedanței din circuitul colectorului. În schema echivalentă a etajului, rezistența $R_c$ trebuie să fie înlocuită printr-un circuit serie $R_c - L$ (fig. 3.42, *b*). Creșterea impedanței acestui circuit, la frecvențe înalte, determină efectul util de corecție, prin mărirea amplificării (fig. 3.42, *c*). La frecvențe foarte mari, efectul de șuntare a capacității de intrare a etajului următor conduce la scăderea amplificării.

Schema unui etaj dintr-un amplificator de bandă largă, cu tranzistoare bipolare, prevăzut cu corecții la frecvențe joase și înalte, este dată în fig. 3.43.

## 3.2.3 AMPLIFICATOARE DE PUTERE

### 3.2.3.1. Principii de realizare a amplificatoarelor de putere

S-a arătat că amplificatoarele de putere, numite și etaje finale, au rolul de a realiza, într-o rezistență de sarcină dată, o valoare impusă a puterii utile. Condiția de obținere a unei valori ridicate a puterii utile, într-o rezistență de sarcină *dată*, nu se realizează în orice etaj de amplificare. Astfel, dacă se dă o rezistență de sarcină $R_s = 4\Omega$ (de exemplu, un difuzor) nivelul dorit al puterii utile nu se poate obține conectînd direct sarcina în circuitul de colector al unui etaj clasic, de forma celui din fig. 1.45. Reprezentînd etajul între bornele de ieșire ca un generator echivalent, cu rezistența internă egală cu rezistența de ieșire a etajului, $R_e$, schema echivalentă a amplificatorului este

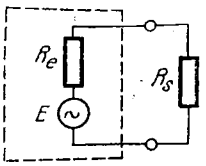



Fig. 3.44. Schema echivalentă a unui etaj final.

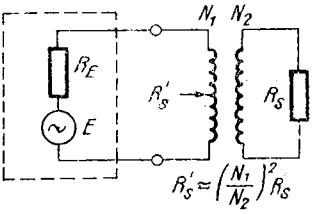



Fig. 3.45. Adaptarea sarcinii la etaj prin transformator de adaptare (ieșire).

dată în fig. 3.44. Se știe (v. fig. 1.62) că rezistența de ieșire a unui etaj de amplificare în conexiune $EC$ este de ordinul zecilor de kΩ. Admițînd, de exemplu, $R_e = 40$ kΩ, se constată din fig. 3.44 că la conectarea directă a sarcinii $R_s = 4\Omega$ în circuitul de colector al etajului, puterea dezvoltată în sarcină este extrem de mică ($P \simeq E^2/R_e \cdot 10^{-4}$), deoarece există un puternic dezacord între valorile $R_s$ și $R_e$. În conformitate cu teorema transferului maxim de putere, la un generator dat se obține puterea maximă în sarcină atunci cînd rezistența de sarcină este egală cu rezistența internă a generatorului, adică $R_s = R_e$. În condițiile adaptării sarcinii la generator (etajul final), puterea utilă este $P = E^2/4R_e$, deci este — în exemplul ilustrativ considerat — de 2500 ori mai mare decît în cazul conectării directe a sarcinii în circuitul de colector al etajului.

Din cele arătate, rezultă că legarea sarcinii într-un etaj final trebuie să se facă astfel, încît să se asigure transferul maxim de putere în sarcină. Acest lucru se poate realiza prin două metode.

1. *Utilizarea unui transformator de adaptare,* pentru adaptarea sarcinii la etajul final (fig. 3.45). Notînd cu $k = N_1/N_2$ raportul de înfășurare și considerînd transformatorul ideal, rezistența la bornele primarului este

$$R_s' = k^2 R_s \tag{3.93}$$

Raportul de înfășurare $k$ se alege astfel, încît să fie îndeplinită condiția de adaptare: $R_s' = R_e$. În aceste condiții, puterea debitată în înfășurarea primară a transformatorului este maximă și — deoarece s-a admis că transformatorul este ideal — această putere se regăsește în sarcina conectată în secundar.

Dacă în exemplul prezentat ($R_s = 4\Omega$; $R_e = 40$ kΩ) se consideră că rezistența $R_s$ este conectată în circuitul colectorului prin intermediul unui transformator de adaptare, cu raportul de înfășurare $k = 100$, rezultă $R_s = 4 \cdot 100^2 = 40$ kΩ $= R_e$, deci se obține transferul maxim de putere în sarcină.

2. *Utilizarea unor scheme de conexiune* a tranzistorului în etajul final, *prin care se asigură adaptarea etajului* cu sarcina dată, adică egalitatea rezistenței de ieșire cu rezistența de sarcină. De obicei rezistențele de sarcină sînt mici: de la cîțiva ohmi pînă la cîteva sute de ohmi. Pentru asigurarea unui transfer mare de putere în sarcină, este necesar ca rezistența de ieșire a etajului să fie mică. Această condiție este îndeplinită de etajul cu colector comun (CC), numit și repetor pe emitor.

### 3.2.3.2. Etaje de putere în clasă A, utilizînd transformatoare de adaptare

În fig. **3.46** este dată schema unui etaj final, în care $Tr$ este transformatorul de adaptare, numit și *transformator de ieșire*. Vom presupune că tranzistorul funcționează în punctul static de funcționare $M(i_{B0}, u_{CE0}, i_{C0})$. La aplicarea unui semnal de intrare cu o anumită amplitudine, caracteristica dinamică este segmentul de dreaptă $AB$ (fig. 3.47), avînd înclinarea față de verticală determinată din condiția de adaptare a sarcinii la etaj:

$$\operatorname{tg} \alpha = R_s' = k^2 R_s \tag{3.94}$$

unde $k$ este raportul de înfășurare al transformatorului de ieșire, considerat — pentru simplificarea expunerii — transformator ideal. Catetele $AC$ și $MC$ ale triunghiului dreptunghic $CMA$ sînt egale cu amplitudinea curentului de colector $I_{Cm}$, respectiv a tensiunii colector-emitor $U_{CEm}$. Puterea utilă în primarul transformatorului de ieșire este

$$P = U_{CE} I_C \cos \varphi \tag{3.95}$$

Deoarece $\cos \varphi = 1$ (sarcina este rezistivă) și ținînd cont de relațiile între valorile eficace și amplitudini

$$U_{CE} = \frac{U_{CEm}}{\sqrt{2}}; \quad I_C = \frac{I_{Cm}}{\sqrt{2}}$$

rezultă

$$P = \frac{U_{CEm} I_{Cm}}{2} = \frac{CM \cdot AC}{2}$$

adică puterea utilă la ieșirea etajului este egală cu aria triunghiului $CMA$.

Mărirea puterii utile la ieșirea etajului se poate face prin următoarele căi:

— Se mărește amplitudinea semnalului de intrare, extinzînd excursia punctului de funcționare pe caracteristica dinamică între $A'$ și $B'$ (fig. 3.47). Puterea utilă va fi egală, în acest caz, cu aria triunghiului $C'A'M$. Este impor-

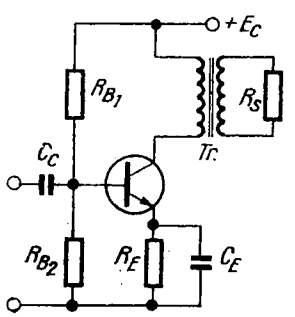



Fig. 3.46. Schema unui etaj de putere funcționînd în clasă A.

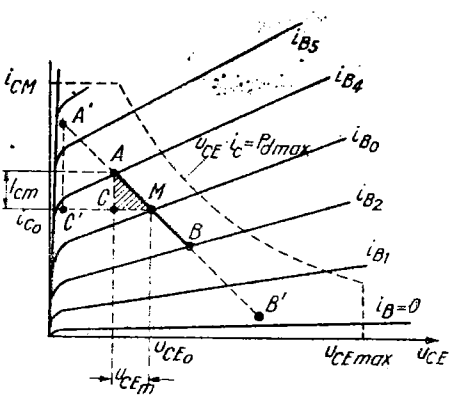



Fig. 3.47. Regimul dinamic al etajului de putere funcționînd în clasă A.

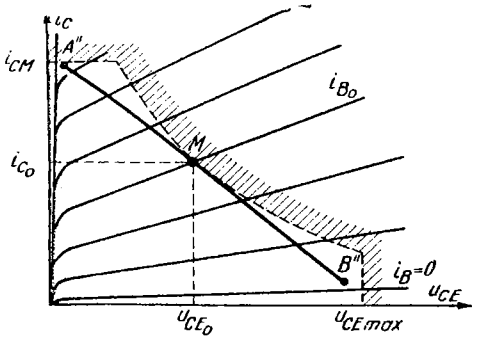



Fig. 3.48. Situarea punctului static de funcționare al tranzistorului din etajul de putere lucrînd în clasă A.

tant ca prin mărirea amplitudinii semnalului de intrare, punctul de funcționare să nu ajungă în regiunile neliniare ale caracteristicii statice (adică în regiunea de saturație sau în regiunea de tăiere), pentru a nu apare distorsiuni de neliniaritate importante.

— Se modifică poziția punctului static de funcționare în așa fel, încît să fie posibilă o excursie maximă a punctului static de funcționare în zona liniară a *domeniului admisibil* din planul caracteristicilor de ieșire. În acest scop se alege punctul static de funcționare pe hiperbola de disipație sau în apropierea ei, în zona centrală a regiunii liniare, caracteristica dinamică fiind segmentul $A''B''$ (fig. 3.48).

În ipoteza excursiei maxime a punctului static de funcționare, rezultă

$$u_{CE0} \simeq U_{CEm} = \sqrt{2}U_{CE};\ i_{C0} \simeq I_{Cm} = \sqrt{2}I_C$$

deci, puterea utilă este

$$P = U_{CE}I_C = \frac{u_{CE0}\,i_{C0}}{2}$$

Neglijînd căderea de tensiune pe rezistența $R_E$, se obține puterea totală debitată de sursă

$$P_0 = E_C\,i_{C0} \simeq u_{CE0}\,i_{C0} \tag{3.100}$$

întrucît $u_{CE0} \simeq E_c$. Randamentul maxim, teoretic, al etajului este

$$\eta = \frac{P}{P_0} = 0{,}5 \tag{3.101}$$

Randamentele reale ale etajelor finale în clasă A, cu cuplaj prin transformator, sînt de 40 ... 47%.

### 3.2.3.3 Etaje de putere în clasă B și în clasă AB, utilizînd transformatoare de ieșire

O soluție pentru mărirea randamentului amplificatorului constă în alegerea punctului static de funcționare, $M$, pe caracteristica de tăiere (fig. 3.49). Poziției adoptate pentru punctul $M$ îi corespunde regimul de funcționare în clasă B al amplificatorului. În acest caz, extinderea caracteristicii dinamice este maximă pentru o semialternanță și nulă pentru cealaltă semialternanță, deci semnalul de ieșire este redresat. Pentru obținerea semnalului nedistorsionat în rezistența de sarcină, etajul final se realizează din două tranzistoare care amplifică în mod alternativ cîte o semialternanță, după care se realizează recompunerea acestora sub forma unui semnal sinusoidal. Etajul final construit după acest principiu se numește *amplificator în contratimp* și are schema

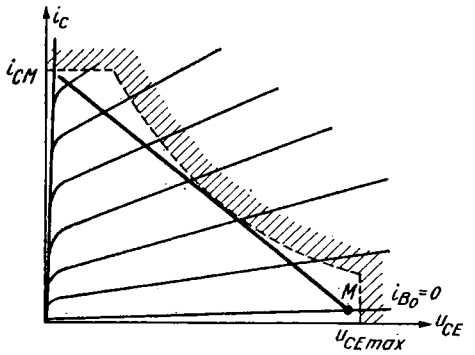



Fig. 3.49. Poziția punctului static de funcționare al tranzistorului dintr-un etaj de putere lucrînd în clasă B.

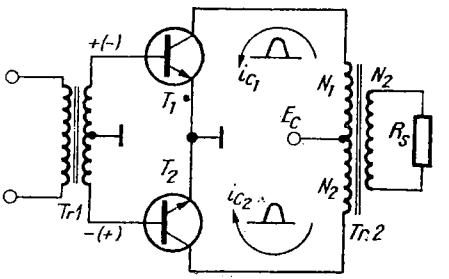



Fig. 3.50. Etaj final în contratimp, funcționînd în clasă B.

dată în fig. 3.50. Semnalul de intrare se transmite la cele două tranzistoare prin transformatorul de cuplaj $Tr_1$ avînd secundarul cu priză mediană. Tensiunile aplicate pe bazele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ variază în antifază. În semialternanța pozitivă tranzistorul $T_1$ primește semnal pozitiv pe bază, fiind în stare de conducție (se parcurge caracteristica dinamică în planul $i_C - u_{CE}$), iar tranzistorul $T_2$ este blocat. În semialternanța negativă $T_1$ este blocat, iar $T_2$ conduce. Cele două semialternanțe ale curenților $i_{C1}$ și $i_{C2}$ produc în transformatorul de ieșire $Tr$, solenații de semn contrar, astfel încît tensiunea indusă în secundar va fi apropiată de cea sinusoidală (fig. 3.51).

Din fig. 3.51 se pot deduce următoarele mărimi privitoare la etajul de putere în contratimp, clasă B:

— valoarea medie a curentului de colector al tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$

$$I_{C\,med} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} I_{Cm} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{I_{Cm}}{\pi}; \tag{3.102}$$

— puterea totală absorbită de la sursa $E_C$ de cele două tranzistoare

$$P_0 = 2 I_{C\,med} E_C = 2\,\frac{E_C I_{Cm}}{\pi}; \tag{3.103}$$

— puterea maximă utilă în sarcină, care se obține cînd punctul de funcționare se deplasează pe caracteristica dinamică, pînă în imediata vecinătate a dreptei de saturație ($u_{CE\,m} \simeq E_C$)

$$P = \frac{u_{CEm}\, I_{Cm}}{2} \simeq \frac{E_C I_{Cm}}{2} = \frac{\pi\, P_0}{4} \tag{3.104}$$

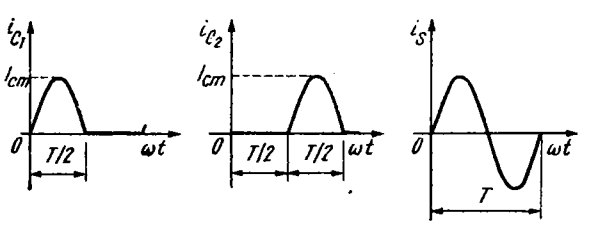



Fig. 3.51. Forma curenților de colector și a curentului de sarcină la un etaj final în contratimp, funcționînd în clasă B.

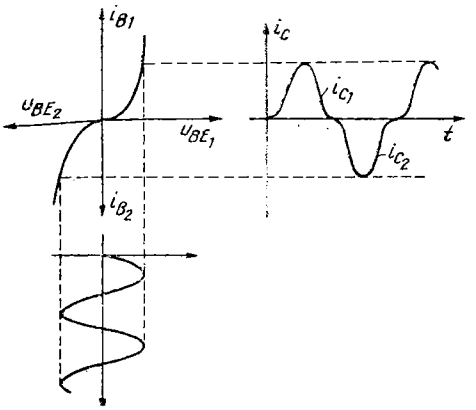



Fig. 3.52. Explicativă la mecanismul apariției distorsiunilor de neliniaritate la etajele de putere funcționînd în clasă B.

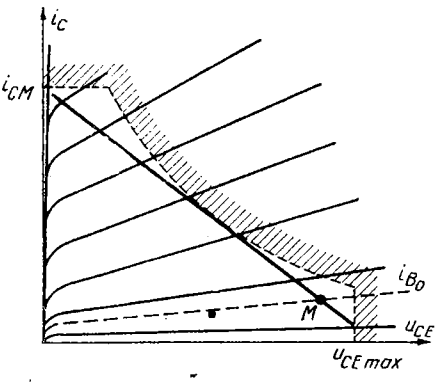



Fig. 3.53. Situarea punctului static de funcționare al tranzistorului din etajul de putere lucrînd în clasă AB.

Randamentul etajului în contratimp — clasă B — are valoarea maximă

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{\pi}{4} = 0{,}785 \tag{3.105}$$

Amplificatoarele de putere în contratimp, clasă B, au randamentul mai bun față de amplificatoarele în clasă A, ca urmare a faptului că nu consumă energie de la sursă în absența semnalului de intrare.

Distorsiunile introduse de etajele de putere în contratimp, clasă B, nu sînt neglijabile. În fig. 3.52 este prezentat mecanismul apariției distorsiunilor, datorită neliniarității pronunțate a caracteristicii de intrare a tranzistoarelor.

Pentru micșorarea distorsiunilor de neliniaritate se utilizează frecvent amplificatoare în contratimp, cu tranzistoare funcționînd în clasă AB. În acest caz, punctul static de funcționare se alege în regiunea activă a caracteristicilor statice (fig. 3.53), însă foarte aproape de zona de tăiere.

Semialternanța amplificată de fiecare tranzistor este reprodusă mai corect, coeficientul distorsiunilor de neliniaritate fiind mai mic decît în cazul amplificatorului lucrînd în clasă B.

Schema unui amplificator de putere în contratimp, funcționînd în clasă AB, este dată în fig. 3.54, în care $R_{B1}$ și $R_{B2}$ sînt rezistențele care asigură curentul $i_{B0}$, corespunzător punctului static de funcționare, $C_b$ conectează la borna rece priza mediană a transformatorului de intrare, iar gruparea $R_E - C_E$ este introdusă pentru stabilizarea punctului static de funcționare.

În scopul eliminării transformatoarelor defazoare de intrare — elemente ce măresc costul amplificatorului — se poate utiliza un etaj de comandă a tranzistoarelor finale, care furnizează două tensiuni în antifază. În fig. 3.55, *a* este prezentată o variantă a unui asemenea etaj. Atunci cînd tensiunile în gol la cele două ieșiri sînt egale, rezistențele de ieșire corespunzătoare sînt diferite, ceea ce creează dificultăți de adaptare cu etajul final. O soluție care elimină dezavantajul menționat, constă în preluarea printr-un repetor pe emitor a tensiunii de pe colector, rezultînd schema din fig. 3.55, *b*.

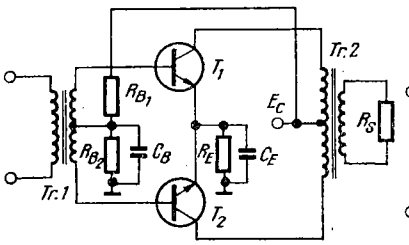



Fig. 3.54. Schema unui etaj final în contratimp, funcționînd în clasă AB.

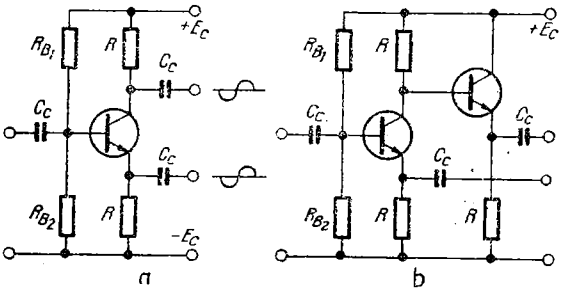



Fig. 3.55. Etaje de comandă care furnizează două tensiuni egale, în antifază:
*a* — cu un tranzistor; *b* — cu două tranzistoare.

### 3.2.3.4. Amplificatoare de putere fără transformatoare de ieșire

Prin eliminarea transformatoarelor de ieșire se obține reducerea costului și a gabaritului, îmbunătățirea caracteristicii de frecvență și creșterea randamentului amplificatorului.

O variantă de etaj final în contratimp, clasă B, fără transformator de ieșire, este dată în fig. 3.56, *a*. Cele două tranzistoare produc, succesiv, semialternanțe de sensuri opuse în rezistența de sarcină, astfel încît semnalul de ieșire este practic sinusoidal. Pentru reducerea distorsiunilor de neliniaritate este preferabilă varianta din fig. 3.56, *b* a etajului final, unde — prin rezistențele $R_{B1}$ și $R_{B2}$ — se poate asigura funcționarea în clasa AB. Rezistențele $R_E$ sînt introduse pentru stabilizarea punctelor statice de funcționare, la variația temperaturii.

Schemele prezentate în fig. 3.56 au dezavantajul că necesită un transformator pentru comanda tranzistoarelor. Menționăm că nu pot fi utilizate etaje de intrare defazoare, de tipul celor din fig. 3.55, întrucît tensiunile de comandă pe bazele celor două tranzistoare nu au același potențial de referință.

O soluție care elimină și transformatorul defazor este ilustrată prin schema din fig. 3.57, *a* a unui etaj de putere în contratimp, *cu tranzistoare în conexiune CC*, funcționînd în clasă B. Etajul final utilizează două tranzistoare cu caracteristici identice, însă de structuri diferite: *pnp* și *npn*. Aceste tranzistoare se numesc *complementare*. Sarcina $R_s$ este conectată în emitor, colectoarele ambelor tranzistoare fiind puncte reci. Conexiunea CC a tranzistoarelor asigură o rezistență de ieșire mică, rezolvîndu-se în acest fel problema transferului de putere în rezistența de sarcină $R_s$. La aplicarea unui semnal sinusoidal de intrare, cele două tranzis-

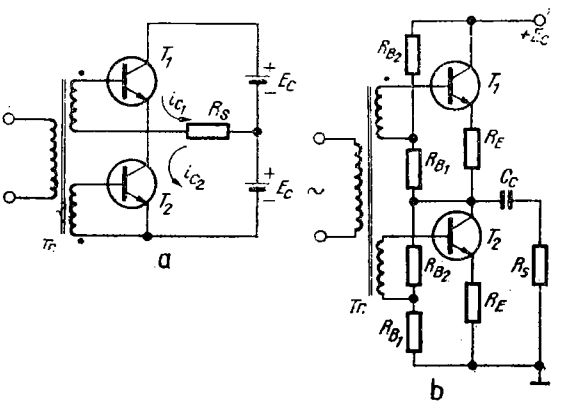



Fig. 3.56. Etaje finale în contratimp, fără transformator de ieșire, funcționînd în clasă B (*a*) și în clasă AB (*b*)

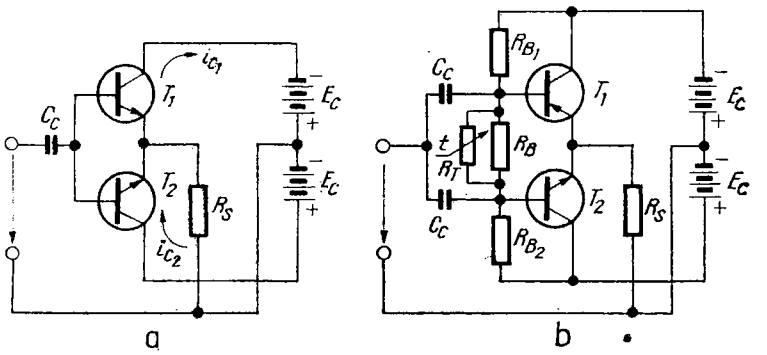



Fig. 3.57. Etaj final în contratimp, cu tranzistoare complementare funcționînd în clasă B (*a*) și în clasă AB (*b*).

toare vor conduce succesiv, în cele două semialternanțe ale semnalului. În semialternanța pozitivă conduce tranzistorul *npn*, iar în semialternanța negativă conduce tranzistorul *pnp*. Deoarece sensurile curenților $i_{c1}$ și $i_{c2}$ prin sarcină sînt opuse, semialternanțele curenților prin cele două tranzistoare se compun în rezistența $R_s$, rezultînd un semnal de ieșire practic de aceeași formă cu semnalul de intrare.

În fig. 3.57, *b* este dată varianta de amplificator în contratimp, cu tranzistoare complementare, care permite funcționarea în clasa AB. Punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor se stabilesc prin rezistențele $R_{B1}$ și $R_{B2}$. Termistorul $R_T$, montat pe radiatorul tranzistoarelor complementare, asigură stabilizarea punctelor statice de funcționare și împiedică ambalarea termică a tranzistoarelor. La creșterea puterii disipate pe tranzistoare, ca urmare a creșterii curenților de colector, rezistența $R_T$ scade, micșorîndu-se curenții de bază, astfel încît curenții de colector (deci și puterea disipată) scad.

Etajele finale prezentate în acest paragraf, inclusiv cele cu tranzistoare complementare, au dezavantajul că necesită o sursă de tensiune dublă (cu priză mediană). Un etaj de putere în contratimp, care elimină acest dezavantaj, este prezentat în fig. 3.58, *a*. Tranzistoarele de putere $T_1$ și $T_2$ sînt comandate

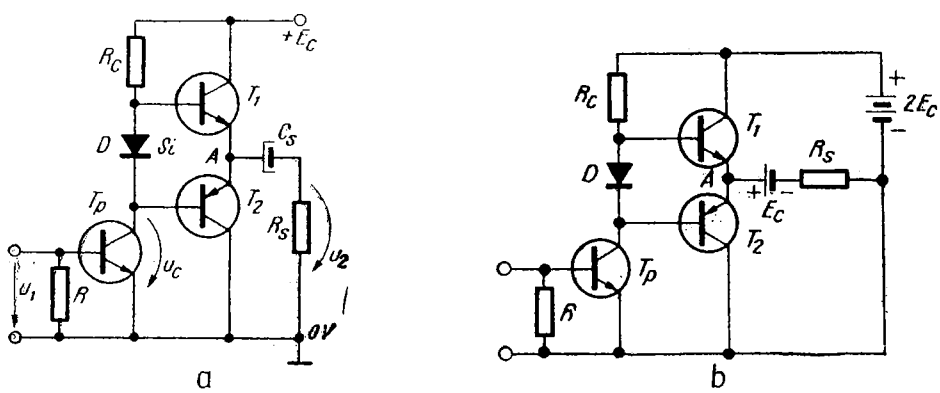



**Fig. 3.58. Etaj final în contratimp, cu tranzistoare complementare, cu o singură sursă: *a* — schema etajului; *b* — schema echivalentă.**

de *etajul pilot*, realizat cu tranzistorul $T_p$. Tensiunile bază-emitor ale celor două tranzistoare ($u_{BE1}$, respectiv $u_{BE2}$) se aleg astfel încît

$$u_{BE1} + |u_{BE2}| = u_{a0} \tag{3.107}$$

unde $u_{a0}$ este tensiunea anodică directă a diodei $D$. Prin alegerea diodei $D$, eventual prin conectarea mai multor diode în serie, se stabilesc tensiunile bază-emitor, corespunzătoare funcționării amplificatorului în clasa AB. Dioda $D$ realizează și stabilizarea punctului static de funcționare cu temperatura. Dacă temperatura crește, tensiunea $u_{a0}$ scade, deci vor scade tensiunile bază-emitor și curenții de bază ai tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$, existînd tendința compensării creșterii curentului de colector cu temperatura.

Semnalele alternative aplicate pe bazele celor două tranzistoare trebuie să fie egale. Acest lucru se realizează în schema din fig. 3.58, *a*, întrucît rezistența dinamică a diodei, $R_t$, în punctul static de funcționare $M$ (fig. 3.59), este foarte mică, deci bazele tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ sînt practic scurtcircuitate în curent alternativ. Curenții de colector ai tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ se compun în rezistența de sarcină $R_s$, obținîndu-se un curent alternativ de aceeași formă și frecvență cu tensiunea de intrare. Cînd funcționează tranzistorul $T_1$, condensatorul $C_s$ se încarcă de la sursa de alimentare, iar cînd acest tranzistor este blocat sau în ușoară conducție, condensatorul $C_s$ se comportă ca o sursă de polarizare pentru tranzistorul $T_2$. Din acest punct de vedere, amplificatorul de putere poate fi reprezentat printr-o schemă echivalentă cu două surse de alimentare, ca în fig. 3.58, *b*.

O problemă care apare la amplificatorul din fig. 3.58, cu tranzistorul pilot $T_p$ în conexiunea EC, este realizarea transferului maxim de putere de la etajul pilot la etajul final propriu-zis (în contratimp). În schema din fig. 3.58, *a*, rezistența de intrare a etajului final este mai mică decît rezistența de ieșire a etajului pilot. Realizarea condiției de adaptare, la cuplarea celor două etaje, se face prin creșterea rezistenței de intrare a etajului final, utilizînd o *reacție negativă de tip bootstrap* (v. § 3.4.6). Schema corespunzătoare a amplificatorului de putere este dată în fig. 3.60.

Pentru comanda tranzistoarelor de putere din etajele finale se poate utiliza conexiunea unui tranzistor de comandă, $T_2$, de putere mică sau medie, cu tranzistorul de putere $T_1$ (fig. 3.61, *a*). O asemenea conexiune se numește

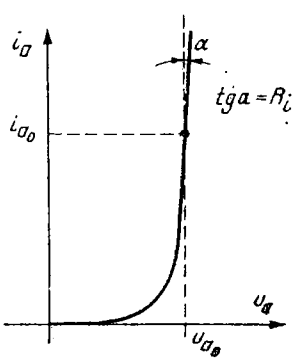



Fig. 3.59. Punctul static de funcționare cu rezistența internă a diodei $D$ din schema dată în fig. 3.58.

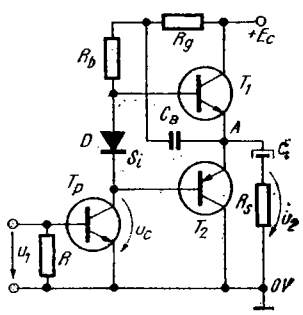



Fig. 3.60. Schemă îmbunătățită de etaj final în contratimp cu tranzistoare complementare și o singură sursă.

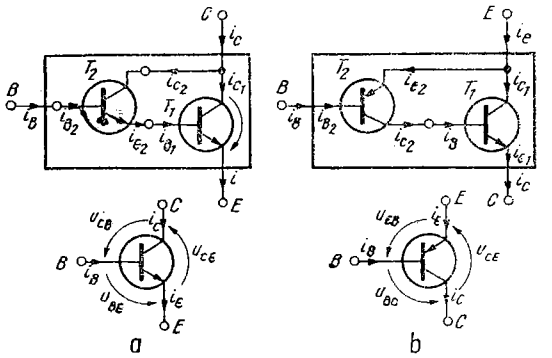


Fig. 3.61. Conexiune Darlington fără schimbare de polaritate (*a*) și cu schimbare de polaritate (*b*).

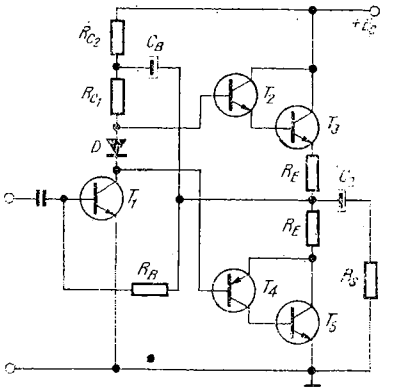


Fig. 3.62. Amplificator de putere utilizînd dubleți.

*tranzistor compus* sau *conexiune Darlington*. Curentul de colector al tranzistorului compus este

$$i_C = i_{C1} + i_{C2} \simeq \beta_{N1} i_{B1} + \beta_{N2} i_{B2} = \beta_{N2} i_B + \beta_{N2} i_{E2} =$$

$$= \beta_{N2} i_B + \beta_{N1}(i_{C2} + i_{B2}) = \beta_{N2} i_B + \beta_{N1}\beta_{N2} i_{B2} + \beta_{N1} i_{B2} = \beta_N i_B \quad (3.108)$$

unde

$$\beta_N = \beta_{N1} + \beta_{N2} + \beta_{N1}\beta_{N2} \simeq \beta_{N1}\beta_{N2} \quad (3.109)$$

Deci, tranzistorul compus realizează o considerabilă amplificare în curent.

Schema din fig. 3.61 *a* se numește *„fără inversare de polaritate"*, deoarece tranzistorul echivalent este de același tip (*npn*) cu cel de putere din conexiunea Darlington. Dacă tranzistorul $T_1$ este de tip *pnp*, iar $T_2$ — de tip *npn* (fig. 3.61, *b*), tranzistorul echivalent este de tip *pnp* și conexiunea Darlington se numește *„cu inversare de polaritate"*. Ansamblul tranzistoarelor dintr-o conexiune Darlington se numește *dublet*.

Cele două tipuri de circuite Darlington permit realizarea etajelor finale, *cu același tip de tranzistor de putere* (de exemplu, *npn*). În fig. 3.62 este prezentată schema de principiu a amplificatorului de putere, în care dubletul $T_2 - T_3$ este echivalent unui tranzistor npn, iar dubletul $T_4 - T_5$ este echivalent unui tranzistor complementar, *pnp*. Rezistențele $R_E$ asigură stabilizarea punctului static de funcționare la variația temperaturii.

## 3.3. AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU

### 3.3.1. NOȚIUNI GENERALE. DERIVA AMPLIFICATORULUI

Amplificatoarele de curent continuu lucrează cu semnale lent variabile, care au frecvența minimă din spectru egală cu zero. Ele se utilizează foarte frecvent în construcția aparatelor de măsurare, a traductoarelor și în componența regulatoarelor și calculatoarelor analogice.

În ipoteza utilizării unor circuite clasice de amplificare, cuplajul etajelor se face *direct*, deoarece frecvența joasă de tăiere trebuie să fie egală cu zero. În aceste condiții, variația tensiunii colector-emitor din primul etaj, ca urmare

a modificării punctului static de funcţionare cu temperatura, este amplificată de etajele următoare din amplificator. Astfel, chiar dacă tensiunea de intrare a amplificatorului este egală cu zero, tensiunea de ieşire nu rămîne la valoarea zero, ci se modifică în timp, datorită variaţiei temperaturii mediului ambiant. Acest fenomen poartă denumirea de *derivă a nulului*.

Deoarece variaţiile parazite ale tensiunii de ieşire, datorită derivei nulului, se suprapun peste variaţiile semnalului util, cele două componente avînd proprietăţi asemănătoare (spectrele lor suprapunîndu-se), semnalul util nu se poate discerne de componenta parazită dată de derivă.

Pentru diminuarea fenomenului de derivă a nulului se utilizează două tipuri speciale de amplificatoare de curent continuu:

— amplificatoare diferenţiale;

— amplificatoare cu modulare-demodulare.

### 3.3.2. AMPLIFICATOARE DIFERENŢIALE

#### 3.3.2.1. Structura şi funcţionarea unui etaj diferenţial

În fig. 3.63, *a* este prezentată schema unui etaj elementar diferenţial. Se constată că etajul conţine două tranzistoare, fiecare din acestea avînd rezistenţele $R_C$, $R_{B1}$ şi $R_{B2}$ conectate ca într-o schemă clasică de amplificare, rezistenţa $R_E$ fiind însă comună. De obicei, alimentarea se face de la o sursă dublă, ceea ce permite simplificarea circuitului de alimentare a bazelor celor două tranzistoare (fig. 3.63, *b*). În cele ce urmează se va adopta ca referinţă schema din fig. 3.63, *a*.

Etajele diferenţiale trebuie să fie simetrice, adică rezistenţele $R_C$, $R_{B1}$ şi $R_{B2}$ să fie aceleaşi pe cele două ramuri iar tranzistoarele să fie cu caracteristici cît mai apropiate. În aceste condiţii, diminuarea substanţială a fenomenului de derivă se poate explica în felul următor: dacă temperatura variază, se vor modifica curenţii $i_{C1}$ şi $i_{C2}$ şi, în consecinţă, se vor modifica potenţialele bornelor de ieşire, $A$ şi $B$, ale etajului; deoarece etajul este simetric, bornele $A$ şi $B$ îşi modifică potenţialele în aceeaşi măsură, deci tensiunea de ieşire $u_2$, fiind diferenţa potenţialelor celor două borne, va rămîne constantă. În realitate, cu toate că tranzistoarele care compun un etaj diferenţial sînt selecţio-

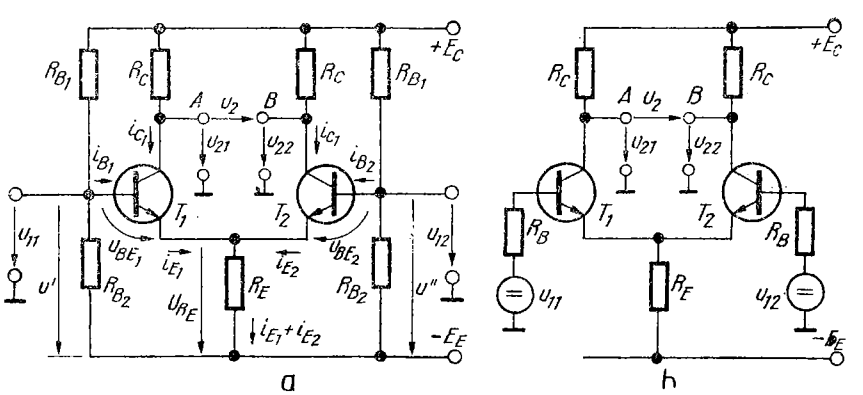



Fig. 3.63. Etaj diferenţial de amplificare: cu alimentarea bazelor prin divizor (*a*) şi prin rezistenţă (*b*).

nate, astfel încît să aibă caracteristici cît mai apropiate, deriva nu poate fi eliminată, deoarece vor exista întotdeauna mici diferențe între cele două ramuri ale etajului diferențial.

S-a arătat că la ieșirea simetrică (între bornele calde $A$ și $B$), deriva este foarte mică. La cele două ieșiri *nesimetrice*, între borna $A$ și borna rece (masă), respectiv borna $B$ — masă, deriva este mai mare decît la ieșire simetrică, însă totuși mai mică decît la un etaj simplu, nediferențial. Pentru a arăta acest lucru se scrie teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitele bază-emitor ale celor două tranzistoare:

$$u_{BE1} = u' - u_{R_E}; \quad u_{BE2} = u'' - u_{R_E} \tag{3.110}$$

unde

$$u_{R_E} = R_E(i_{E1} + i_{E2}) \tag{3.111}$$

Deci

$$u_{BE1} = u' - R_E(i_{E1} + i_{E2}) \tag{3.112}$$

$$u_{BE2} = u'' - R_E(i_{E1} + i_{E2}) \tag{3.113}$$

Atunci cînd $u_{11} = \text{ct.}$ și $u_{12} = \text{ct.}$ însă crește temperatura, vor crește curenții $i_{E1}$ și $i_{E2}$, tensiunea $u_{R_E}$ crește, deci tensiunile $u_{EB1}$ și $u_{BE2}$ scad. În consecință, vor scădea și curenții de bază $i_{B1}$ și $i_{B2}$, precum și curenții de colector $i_{C1}$ și $i_{C2}$, obținîndu-se efectul de stabilizare. Acest efect este mai puternic decît în etajul clasic, cu un singur tranzistor, deoarece variația căderii de tensiune pe rezistența $R_E$, care duce la obținerea efectului de stabilizare, este de două ori mai mare la etajul diferențial. În concluzie, reținem că la ieșirea simetrică deriva nulului este foarte mică, iar la ieșirile nesimetrice deriva este mai mare, însă totuși mai redusă decît în etajele nediferențiale.

Se va analiza în continuare funcționarea etajului diferențial la aplicarea unor semnale de intrare. Utilizînd notațiile din fig. 3.63, *a*, privind tensiunile la intrările și ieșirile nesimetrice și simetrice, se introduc următoarele mărimi de intrare-ieșire ale etajului:

— semnalul diferențial la intrare

$$u_{1d} = \frac{1}{2}(u_{11} - u_{12}) = \frac{u_1}{2} \tag{3.114}$$

— semnalul de intrare comun

$$u_{1c} = \frac{1}{2}(u_{11} + u_{12}); \tag{3.115}$$

— semnalul diferențial de ieșire

$$u_{2d} = \frac{1}{2}(u_{21} - u_{22}) = \frac{u_2}{2}; \tag{3.116}$$

— semnalul de ieșire comun

$$u_{2c} = \frac{1}{2}(u_{21} + u_{22}) \tag{3.117}$$

Presupunem că se aplică $u_{11} > 0$ și $u_{12} = 0$. Față de situația de referință cînd $u_{11} = u_{12} = 0$, curenții $i_{B1}$, $i_{C1}$ și $i_{E1}$ vor crește, deci va crește și tensiunea $u_{R_E}$. În conformitate cu relația (3.113) — unde $u'' = E_E$, cînd $u_{12} = 0$ — rezultă că tensiunea $u_{BE2}$ scade, deoarece $u'' = \text{const}$. Prin urmare, curenții $i_{B2}$, $i_{C2}$ și $i_{E2}$ vor scade. S-a obținut o variație în antifază a curenților de colector $i_{C1}$ și $i_{C2}$, însoțită de o variație în antifază a tensiunilor colector-emitor: tensiunea $u_{CE1}$ scade, iar tensiunea $u_{CE2}$ crește. Tensiunile de la ieșirile nesimetrice vor avea variații în antifază, rezultînd caracteristicile statice date în fig. 3.64. Este de dorit ca cele două curbe $u_{21} = f_1(u_{11})$ și $u_{22} = f_2(u_{11})$ să fie simetrice față de abscisă, chiar dacă excitația etajului conduce la un semnal comun la intrare diferit de zero (în cazul analizat, $u_{1c} = u_{11}/2$). În realitate, comportarea etajului la cele două ieșiri nu este perfect simetrică, deoarece — așa cum se va arăta în continuare — variațiile curenților $i_{C1}$ și $i_{C2}$, față de valorile de regim staționar, nu sînt egale. Intrucît scăderea tensiunii $u_{BE2}$ se datorește creșterii tensiunii $u_{R_E}$, rezultă că suma $i_{E1} + i_{E2}$ este mai mare față de situația regimului staționar inițial. Deci, creșterea curentului $i_{E1}$ este mai pronunțată decît scăderea curentului $i_{E2}$, cu consecințele semnalate privind variațiile curenților de colector și — implicit — privind nesimetria caracteristicilor. Semnalul comun la ieșire nu este zero, ci are o valoare negativă oarecare, deoarece scăderea tensiunii $u_{21}$ este mai pronunțată decît creșterea tensiunii $u_{22}$. Dacă semnalul comun de ieșire, $u_{2c}$ ar fi egal cu zero, caracteristicile statice $u_{21} = f_1(u_{11})$ și $u_{22} = f_2(u_{11})$ ar rezulta perfect simetrice față de abscisă.

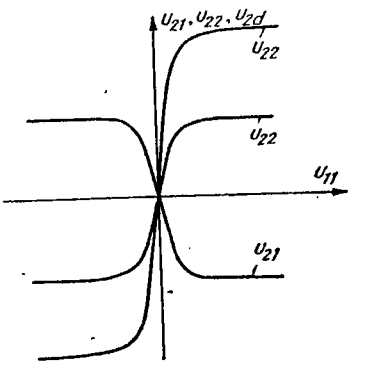


Fig. 3.64. Caracteristicile statice ale unui etaj de amplificare diferențial.

Din cele arătate se remarcă faptul că în analiza proprietăților unui etaj de amplificare trebuie să se examineze modul în care semnalele de intrare diferențiale și comune influențează semnalele diferențiale și comune la ieșire. În acest scop, se definesc următoarele amplificări:

— amplificarea diferențială

$$A_{dd} = \frac{u_{2d}}{u_{1d}}; \tag{3.118}$$

— amplificarea de semnal comun

$$A_{cc} = \frac{u_{2c}}{u_{1c}}; \tag{3.119}$$

— amplificarea de transfer comun-diferențial

$$A_{cd} = \frac{u_{2d}}{u_{1c}}; \tag{3.120}$$

— amplificarea de transfer diferențial-comun

$$A_{dc} = \frac{u_{2c}}{u_{1d}}; \tag{3.121}$$

Din relațiile de definiție ale amplificărilor rezultă

$$u_{2d} = A_{dd}u_{1d} + A_{cd}u_{1c} \tag{3.122}$$

$$u_{2c} = A_{dc}\,u_{1d} + A_{cc}u_{1c} \tag{3.123}$$

Un amplificator diferențial trebuie să realizeze o amplificare $A_{dd}$ mare, corespunzătoare destinației amplificatorului, și amplificări $A_{cc}$, $A_{dc}$ și $A_{cd}$ cît mai mici cu putință. Dacă $A_{cc} = A_{cd} = A_{dc} = 0$, amplificatorul amplifică riguros diferența tensiunilor aplicate la intrări, iar caracteristicile statice $u_{21} = f_1(u_1)$ și $u_{22} = f_2(u_1)$ trec prin origine (indiferent de valorile tensiunilor $u_{11}$ și $u_{21}$) și sînt perfect simetrice față de abscisă. Pentru evaluarea performanțelor amplificatoarelor diferențiale se utilizează doi indicatori:

— *factorul de rejecție a semnalului comun, CMRR* (common mode rejection ratio)

$$CMRR = \frac{A_{dd}}{A_{dc}} \tag{3.124}$$

— *factorul de discriminare*

$$F = \frac{A_{dd}}{A_{cc}} \tag{3.125}$$

Pentru a rezulta unele concluzii privind îmbunătățirea acestor indicatori, în fig. 3.65, *a* s-a desenat un circuit echivalent de semnal mic al etajului diferențial, în care tranzistorul a fost reprezentat printr-o schemă simplificată (s-au neglijat parametrii $h_{21e}$ și $h_{22e}$). Din această schemă rezultă

$$\Delta u_{11} = h_{11e}\,\Delta i_{B1} + h_{21e}R_E(\Delta i_{B1} + \Delta i_{B2}) \tag{3.126}$$

$$\Delta u_{12} = h_{11e}\Delta i_{B2} + h_{21e}R_E(\Delta i_{B1} + \Delta i_{B2}) \tag{3.127}$$

$$\Delta u_{21} = -\,h_{21e}\Delta i_{B1}R_c \tag{3.128}$$

$$\Delta u_{22} = -\,h_{21e}\Delta i_{B2}R_c \tag{3.129}$$

Semnalul diferențial la intrare este

$$\Delta u_{1d} = \frac{1}{2}\,(\Delta u_{11} - \Delta u_{12}) = \frac{1}{2}\,h_{11e}(\Delta i_{B1} - \Delta i_{B2}) \tag{3.130}$$

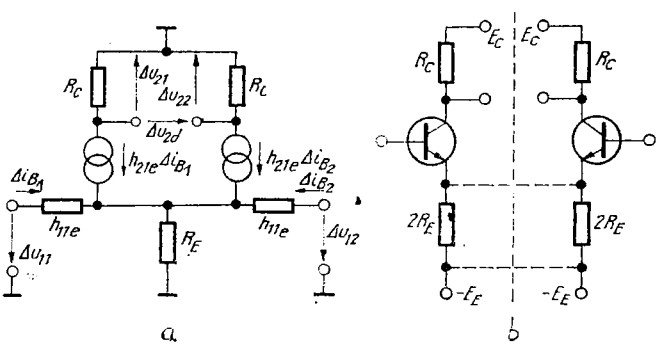



Fig. 3.65. Scheme echivalente ale unui etaj diferențial:
*a* — pentru determinarea amplificării diferențiale; *b* — pentru determinarea amplificării de semnal comun.

iar semnalul diferențial la ieșire este

$$\Delta u_{2d} = \frac{1}{2}(\Delta u_{21} - \Delta u_{22}) = -\frac{1}{2} h_{21} R_c (\Delta i_{B1} - \Delta i_{B2}) \qquad (3.131)$$

Rezultă amplificarea diferențială

$$A_{dd} = \frac{\Delta u_{2d}}{\Delta u_{1d}} = -\frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_c = -g_m R_c \qquad (3.132)$$

Determinarea amplificării de semnal comun se face cu ajutorul unei scheme în care etajul diferențial se descompune în două etaje cu rezistențe de emitor egale cu $2R_E$ (fig. 3.65, *b*). Această schemă este echivalentă cu cea inițială, numai pentru analiza funcționării cu semnal comun la intrare și la ieșire. Așa cum se va arăta în § 3.4.2, amplificarea unui etaj de forma celui din fig. 3.65, *b* (cu reacție negativă de curent) este

$$A_{cc} = -\frac{h_{21e} R_c}{h_{11e} + h_{21e} \cdot 2R_E} = -\frac{g_m R_c}{1 + 2g_m R_E} \qquad (3.133)$$

Factorul de discriminare al etajului rezultă din relațiile (3.132) și (3.133):

$$F = 1 + 2g_m R_E \simeq 2g_m R_E \qquad (3.134)$$

Se constată că pentru suprimarea semnalului comun, este necesar să se adopte rezistențe $R_E$ cît mai mari. În același timp, pentru stabilirea punctelor statice de funcționare ale tranzistoarelor, rezistența $R_E$ nu poate fi prea mare. O soluție care rezolvă ambele cerințe constă în utilizarea, în locul rezistenței $R_E$, a unui dipol care să prezinte o rezistență în curent continuu de valoare relativ mică, adecvată polarizării tranzistoarelor, și o rezistență *dinamică* (în curent alternativ) foarte mare. Schema unui asemenea dipol este prezentată în fig. 3.66. Rezistențele $R_2$ și $R_3$ se aleg astfel, încît

$$i_1 = i_B + i_2 \simeq i_2 \qquad (3.135)$$

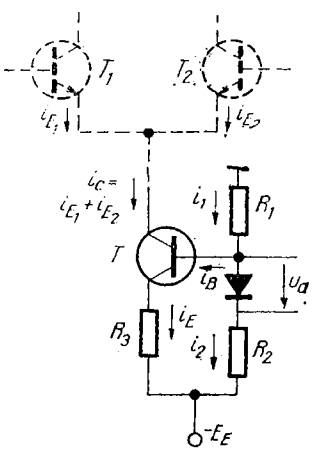



Fig. 3.66. Schema sursei de curent constant din circuitul emitoarelor etajului diferențial.

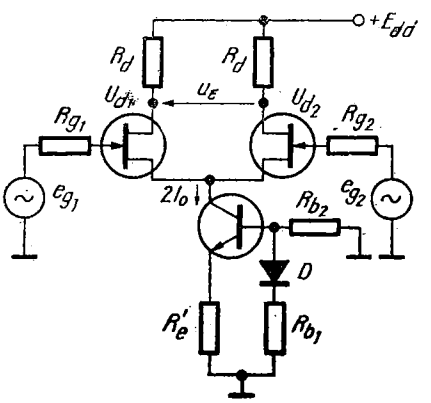



Fig. 3.67. Etaj diferențial cu TEC-J.

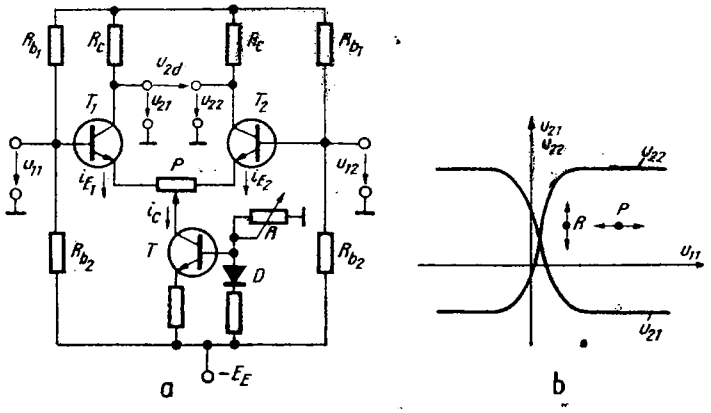



Fig. 3.68. Echilibrarea etajului diferențial:
*a* — schema etajului cu elemente de echilibrare; *b* — deplasarea caracteristicilor statice.

Din relațiile evidente

$$E_E = R_1 i_1 + u_a + R_2 i_2 \tag{3.136}$$

$$R_3 i_E + u_{BE} - R_2 i_2 - u_a = 0 \tag{3.137}$$

și ținînd cont că $i_E \simeq i_c$, $i_1 \simeq i_2$ și $u_{BE} \simeq u_a$, se obține

$$i_c = \frac{R_2}{R_1(R_2 + R_3)} E_E \tag{3.138}$$

Curentul $i_c = i_{E1} + i_{E2}$ este o mărime constantă (depinde numai de elementele schemei și de tensiunea de alimentare). Deci, dipolul se comportă ca o *sursă de curent constant*, cu rezistență internă foarte mare (valori ce pot depăși 1 MΩ).

Pentru mărirea rezistenței de intrare a amplificatorului se pot utiliza etaje cu tranzistoare compuse (conexiuni Darlington) sau tranzistoare unipolare. În fig. 3.67 este prezentată schema unui etaj diferențial cu TEC-J.

Atunci cînd există o nesimetrie constructivă într-un etaj diferențial, caracteristicile statice $u_{21} = f_1(u_{11})$ și $u_{22} = f_2(u_{11})$ nu se intersectează în origine. Întrucît nesimetriile pot apărea și datorită schimbării condițiilor de funcționare, uneori se prevăd elemente ajustabile pentru echilibrarea schemei. În fig. 3.68, *a* este dată schema unui etaj diferențial, avînd ca elemente de echilibrare potențiometrul $P$ și reostatul $R$. Considerînd că inițial etajul nu este echilibrat, adică intersecția caracteristicilor statice nu se face în origine (fig. 3.68, *b*) prin ajustarea potențiometrului $P$ se deplasează caracteristicile pe orizontală, iar cu ajutorul reostatului $R$ se deplasează pe verticală*, pînă ce se obține echilibrarea amplificatorului.

### 3.3.2.2. Cuplarea etajelor de amplificare diferențiale

Pentru obținerea unor valori ridicate ale amplificării $A_{dd}$, se construiesc amplificatoare diferențiale cu mai multe etaje, cuplate direct. Principalele probleme care se pun la realizarea amplificatoarelor cu mai multe etaje sînt: reducerea derivei la ieșirea nesimetrică si creșterea factorului de rejecție a

* De exemplu, la creșterea rezistenței $R$, curentul $i_c \simeq i_{E1} + i_{E2}$ se micșorează, tensiunea de ieșire comună crește, deci caracteristicile se deplasează în sus.

semnalului comun. Aceste probleme sînt esențiale, îndeosebi la amplificatoarele diferențiale prevăzute numai cu ieșire nesimetrică, așa cum sînt cele integrate (de exemplu, amplificatoarele operaționale).

În cele ce urmează se vor prezenta două soluții privind rezolvarea problemelor menționate.

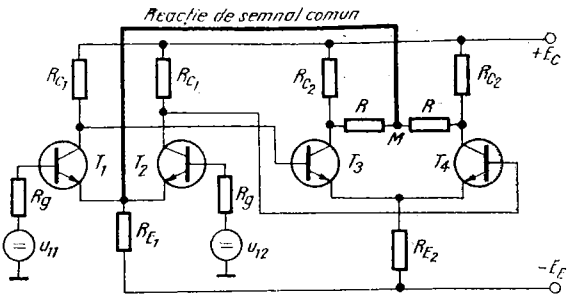



Fig. 3.69. Cuplarea a două etaje diferențiale de amplificare.

*Prima soluție* este ilustrată prin schema de principiu din fig. 3.69. Se remarcă cuplajul direct al etajelor diferențiale, precum și legătura desenată cu linie îngroșată, reprezentînd o reacție negativă pe semnalul comun. Dacă temperatura crește, curenții $i_{C1}$ și $i_{C2}$ se măresc, tensiunile $u_{CE1}$ și $u_{CE2}$ scad, curenții $i_{B3}$ și $i_{B4}$ scad, determinînd scăderea curenților $i_{C3}$ și $i_{C4}$, precum și creșterea tensiunilor $u_{CE3}$ și $u_{CE4}$. Tensiunea de ieșire comună, măsurată între punctul $M$ și masă, va crește și — prin legătura inversă — potențialele emitoarelor tranzistoarelor $T_1$ și $T_2$ cresc. Tensiunile $u_{BE1}$ și $u_{BE2}$ scad, deci curenții $i_{B1}$ și $i_{B2}$ scad și ei, determinînd un efect de variație a curenților de colector, $i_{C1}$ și $i_{C2}$, în sens invers celui produs de creșterea temperaturii.

Reacția negativă pe semnalul comun micșorează amplificarea $A_{cc}$, îmbunătățind factorul de discriminare al amplificatorului. Afirmația poate fi verificată intuitiv, presupunînd că — datorită aplicării semnalelor de intrare — se produce o creștere a tensiunii comune la ieșirea primului etaj. Aceasta determină o scădere a tensiunii comune la ieșirea celui de al doilea etaj (între punctul $M$ și masă). Întrucît potențialul punctului $M$ scade, vor crește tensiunile $u_{BE1}$ și $u_{BE2}$, curenții $i_{C1}$ și $i_{C2}$, deci scad tensiunile $u_{CE1}$ și $u_{CE2}$, precum și tensiunea comună la ieșirea primului etaj, obținîndu-se un efect de diminuare a creșterii inițiale a tensiunii comune la ieșirea primului etaj.

*A doua soluție* este prezentată în cadrul schemei din fig. 3.70, *a* și se utilizează, de regulă, la amplificatoarele diferențiale integrate. Reacția de semnal

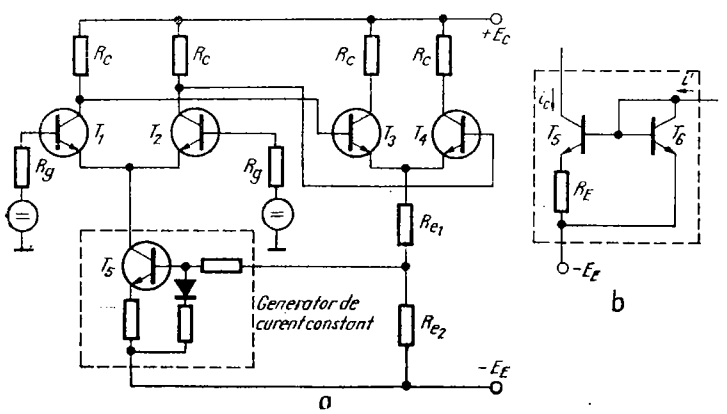



Fig. 3.70. Cuplarea a două etaje diferențiale, cu reacție care comandă generatorul de curent constant:

*a* — schema de referință; *b* — schema generatorului de curent constant la amplificatoarele integrate.

comun comandă, în acest caz, generatorul de curent constant din emitorul comun al primului etaj. La creșterea temperaturii, efectul perturbator asupra schemei este același ca în amplificatorul descris anterior: curenții $i_{C1}$ și $i_{C2}$ cresc, curenții $i_{C3}$ și $i_{C4}$ scad, tensiunea de ieșire comună scade la primul etaj și crește la al doilea. Tensiunea $u = R_{E2}(i_{E3} + i_{E4})$ scade, deci scade și curentul $i_C = i_{E1} + i_{E2}$ produs de generatorul de curent constant, astfel încît curenții $i_{C1}$ și $i_{C2}$ tind să revină la valorile anterioare perturbației. Schema generatorului de curent constant, dată în fig. 3.70, *b*, este specifică amplificatoarelor diferențiale integrate. Tranzistorul $T_6$ este conectat ca o diodă, iar curentul constant generat este

$$i_C = \frac{u_{BE6} - u_{BE5}}{R_E} \tag{3.139}$$

întrucît schema este astfel dimensionată, încît $i' > i_C$.

### 3.3.2.3. Amplificatoare operaționale

Denumirea de amplificator operațional (*AO*) poate avea o dublă semnificație:

— un element de calcul analogic, compus dintr-un amplificator de curent continuu și o rețea *RC*, care determină funcția de calcul realizată;

— amplificatorul de curent continuu, care stă la baza elementului de calcul analogic specificat anterior.

În cele ce urmează ne vom referi la cea de a doua interpretare a noțiunii de *AO*. În prezent, *AO* se realizează sub formă de circuit integrat, reprezentînd — în esență — un amplificator diferențial cu o ieșire nesimetrică. În fig. 3.71 se dă simbolul *AO*. Cele două intrări se numesc: intrare inversoare de semn, notată cu (—), și intrare neinversoare de semn, notată cu (+).

Principalii parametri ai *AO* sînt:

— *Amplificarea diferențială în buclă deschisă*

$$A_d = \frac{u_2}{u_{1d}} \tag{3.140}$$

Valorile uzuale ale amplificării sînt de ordinul zecilor și sute de mii.

— *Amplificarea pe mod comun*

$$A_{MC} = \frac{u_2}{u_{1c}} = \frac{u_2}{0{,}5\,(u_{11} + u_{12})} \tag{3.141}$$

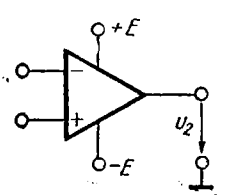



Fig. 3.71. Simbolul amplificatorului operațional.

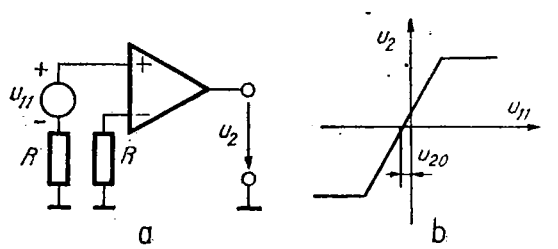



Fig. 3.72. Explicativă la definirea tensiunii de decalaj

Parametrul $A_{MC}$ trebuie să aibă o valoare cît mai redusă.

— *Factorul de rejecție pe mod comun*

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{MC}} \tag{3.142}$$

care trebuie să fie cît mai mare.

— *Tensiunea de decalaj (offset)* caracterizează abaterea de la condiția $u_2 = 0$, cînd $u_{11} = u_{12} = 0$ (fig. 3.72). Tensiunea offset, $u_{of}$, reprezintă tensiunea care trebuie aplicată diferențial la intrări, pentru a se obține condiția $u_2 = 0$:

$$u_{of} = u_{11} - u_{12}\Big|_{u_2=0}. \tag{3.143}$$

— *Curentul de decalaj* (offset) se definește în mod similar:

$$I_{of} = i_{11} - i_{12}\Big|_{u_2=0} \tag{3.144}$$

— *Curentul de polarizare*, $I_p$, este media curenților absorbiți la intrare

$$I_p = \frac{1}{2}(i_{11} + i_{12}) \tag{3.145}$$

— *Deriva termică*, definită ca fiind tensiunea aplicată diferențial la intrare care compensează variația tensiunii de ieșire, datorită modificării cu 1°C a temperaturii. Deriva termică se măsoară, de obicei, în [μV/°C].

Ceilalți parametri ai AO sînt comuni cu cei ai altor amplificatoare: impedanțele de intrare și de ieșire, banda de trecere etc.

După principiul de realizare și performanțele obținute, amplificatoarele operaționale au cunoscut trei etape de dezvoltare.

*AO de generația întîia*, sînt caracterizate de amplificări în circuit deschis de ordinul zecilor de mii și necesită circuite externe de corecție pentru asigurarea stabilității (pentru a nu se transforma în oscilator). În fig. 3.73, *a* și *c* sînt date capsulele, respectiv circuitul de utilizare pentru AO tip ROB 709, produs de ICCE — București. Circuitul $R_1$—$C_1$ și condensatorul $C_2$ realizează „compensarea în frecvență", respectiv „compensarea la ieșire", pentru asigurarea stabilității circuitului.

*AO de generația doua* sînt caracterizate de amplificări mari (sute de mii), de utilizarea unor generatoare de curent, cu rezistențe de ieșire mari, în locul rezisten-

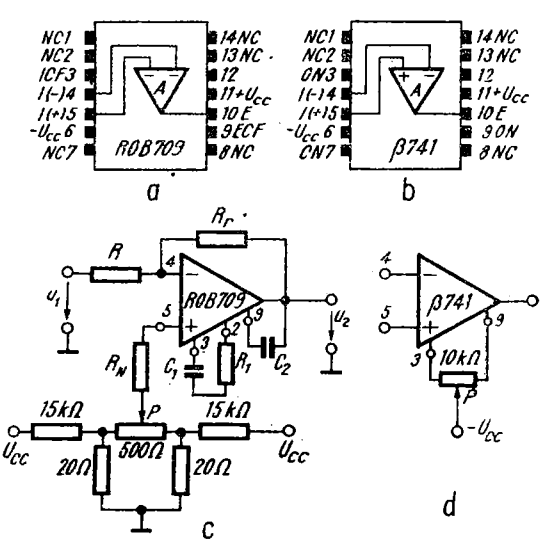



Fig. 3.73. Amplificatoarele operaționale ROB 709 și βA 741: capsulele (*a* și *b*) și schemele de utilizare (*c* și *d*).

țelor de sarcină (pentru asigurarea unor amplificări mari, la nivelul unui etaj), de realizarea *compensării interne* în frecvență și a protecției la scurtcircuit. În fig. 3.73, *b* și *d* sînt prezentate capsula și schema de utilizare a amplificatorului operațional βA 741, de fabricație românească. Potențiometrul *P* servește la echilibrarea amplificatorului.

— *AO de generația treia* sînt caracterizate de derive neglijabile, amplificare $A_d$ și rezistență de intrare foarte mari, factor CMRR foarte mare, posibilitatea de a lucra cu tensiuni nestabilizate etc.

### 3.3.3. AMPLIFICATOARE CU MODULARE-DEMODULARE

#### 3.3.3.1. Structura amplificatorului cu modulare-demodulare

Schema-bloc simplificată a unui amplificator cu modulare-demodulare este dată în fig. 3.74, în care *M* este un modulator, *A*—amplificator de curent alternativ, *D*—demodulator, iar *O*—oscilatorul tensiunii purtătoare. Semnalul de intrare, $u_1$ (fig. 3.75, *a*) modulează tensiunea perturbatoare, rezultînd la ieșirea modulatorului o tensiune alternativă, $u'$, a cărei înfășurătoare corespunde semnalului $u_1$. Semnalul modulat $u'$ este amplificat într-un amplificator de curent alternativ, obținîndu-se tensiunea $u''$, de aceeași formă ca și $u'$ (în fig. 3.75, *b*, tensiunea $u''$ este considerată la altă scară decît $u'$). Demodulatorul extrage înfășurătoarea tensiunii $u''$ și dă la ieșire tensiunea $u_2$, care reprezintă semnalul amplificat.

Schema-bloc din fig. 3.74 și diagramele din fig. 3.75 ilustrează principiul de realizare a acestor amplificatoare. Structura reală a amplificatoarelor cu modulare-demodulare cuprinde mai multe elemente, fiind prezentată în fig. 3.76. Aceste elemente sînt: filtrul trece-jos (*1*), care are rolul de a limita spectrul tensiunii de intrare, în scopul eliminării perturbațiilor de frecvențe înalte; modulatorul (*2*); filtrul trece-sus (*3*), care suprimă componenta continuă de la ieșirea modulatorului; amplificatorul de curent alternativ (*4*), filtrul trece-sus (*5*), care reține componenta continuă din semnalul de la ieșirea amplificatorului; demodulatorul (*6*); filtrul trece-jos (*7*), care suprimă componentele străine spectrului semnalului amplificat; generatorul tensiunii purtătoare (*8*), care produce o tensiune de formă sinusoidală sau dreptunghiulară, ce acționează sincron asupra modulatorului și demodulatorului.

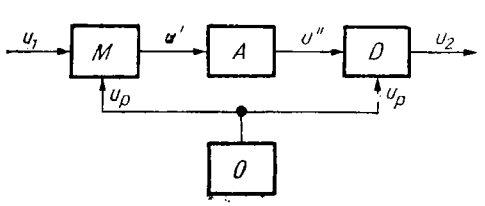



Fig. 3.74. Schema bloc simplificată a unui amplificator cu modulare-demodulare.

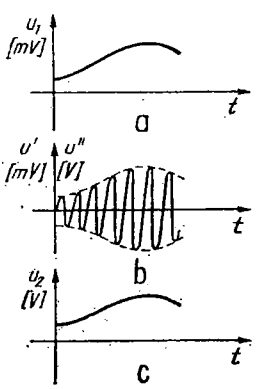



Fig. 3.75. Diagramele tensiunilor $u_1(a)$, $u'$ și $u''(b)$ și $u_2(c)$ la amplificatorul din fig. 3.74.

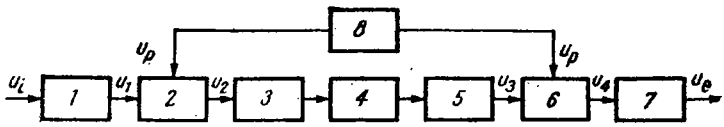



Fig. 3.76. Schema-bloc a unui amplificator cu modulare-demodulare.

### 3.3.3.2. Modulatoare

Schema de principiu a celui mai simplu modulator este prezentată în fig. 3.77, în care întrerupătorul $K$ este acționat cu frecvența tensiunii purtătoare. Dacă la intrare există tensiunea $u_1$, la ieșire se obține tensiunea dreptunghiulară $u_2$. Acest modulator transformă semnalul de intrare într-o succesiune de impulsuri, $u_2$, *de aceeași polaritate* (cea a lui $u_1$). Tensiunea $u_2$ conține o componentă continuă, care se elimină prin conectarea modulatorului la amplificatorul de c.a., printr-un condensator de cuplaj. Acesta joacă rolul filtrului trece-sus (*3*) din schema dată în fig. 3.76.

În fig. 3.78 se prezintă schema unui modulator electromecanic cu vibrator, în care tensiunea de ieșire are componenta continuă egală cu zero. Într-o semialternanță a tensiunii purtătoare, semnalul $u_2$ are o polaritate, iar în următoarea semialternanță a tensiunii purtătoare, impulsul $u_2$ are polaritatea inversată. Înfășurarea secundară a transformatorului formează, împreună cu condensatorul $C_2$, un circuit oscilant calculat astfel, încît să aibă frecvența de rezonanță egală cu frecvența oscilațiilor lamelei. Grupul $R_1$—$C_1$ formează filtrul trece-jos, pentru semnalul de intrare în modulator.

În prezent, modulatoarele electromecanice sînt utilizate din ce în ce mai rar. Ele sînt înlocuite prin modulatoare cu tranzistoare, cu diode, magnetice, fotoelectrice etc.

*Modulatoare cu tranzistoare.* Cel mai simplu modulator cu tranzistoare, care realizează funcția schemei din fig. 3.77, este prezentat în fig. 3.79. Tranzistorul $T$ lucrează în regim de comutație. În timpul semialternanței negative a tensiunii purtătoare, $u_p$, tranzistorul este blocat, iar în timpul semialternanței pozitive, tranzistorul este saturat. Schemele echivalente idealizate ale circuitului, în cele două situații, sînt prezentate în fig. 3.79, *b* și *c*. Datorită comportării neideale a tranzistorului în regim de comutație (fig. 3.79, *d* și *e*), tensiunea de ieșire $u_2(t)$ va fi afectată de mărimile reziduale $I_{CE0} = I_{CB0}/(1 - \alpha_N)$ și $u_{CEsat}$. Acestea depind de temperatură, ceea ce constituie principala sursă de derivă a amplifictorului cu modulare-demodulare. O metodă des utilizată pentru diminuarea derivei constă în utilizarea conexiunii inversate a tranzistorului (fig. 3.80), pentru care mărimile reziduale $I_{CE0}$ și $u_{CEsat}$ sînt mai mici.

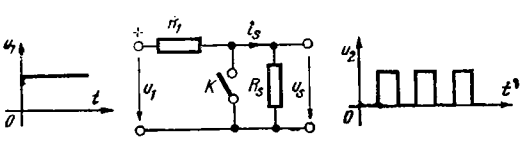



Fig. 3.77. Schema unui modulator electromecanic.

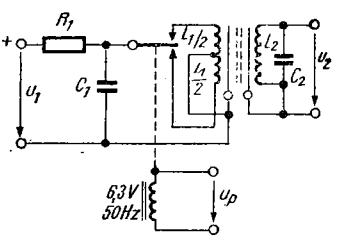



Fig. 3.78. Schema unui modulator cu vibrator electromecanic.

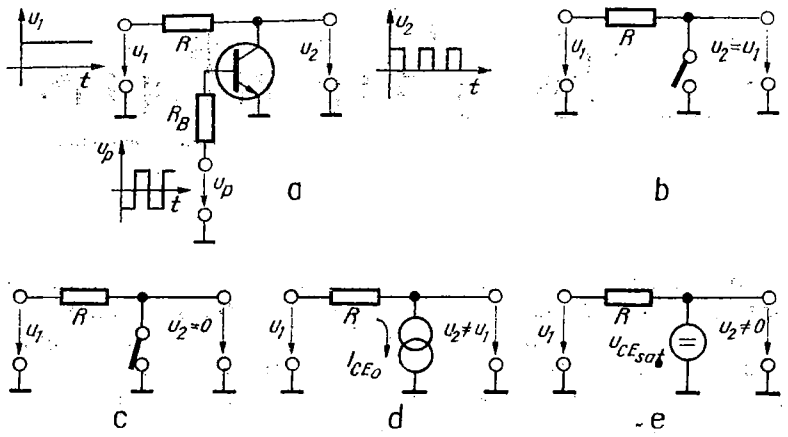



Fig. 3.79. Modulator cu tranzistoare; schema de principiu (*a*), schemele echivalente în ipoteza comportării ideale a tranzistorului (*b* și *c*) și în ipoteza comportării reale (*d* și *e*).

Modulatoarele prezentate în fig. 3.79 și 3.80 au o comportare nesimetrică la inversarea polarității semnalului de intrare $u_1$. Pentru eliminarea acestui inconvenient, se utilizează o conexiune a două tranzistoare identice (fig. 3.81), care asigură o comportare simetrică a modulatorului la inversarea polarității tensiunii de intrare. Astfel, dacă $u_1 > 0$, tranzistorul $T_1$ lucrează normal iar $T_2$ — inversat; dacă $u_1 < 0$, atunci $T_1$ lucrează inversat, iar $T_2$ — normal.

Modulatoarele cu tranzistoare prezentate furnizează la ieșire o tensiune $u_2$, cu componentă continuă diferită de zero, avînd o funcționare similară schemei din fig. 3.77. Pentru obținerea unui semnal de ieșire $u_2$, cu valoare medie nulă, se utilizează modulatorul cu tranzistoare din fig. 3.82. În timpul unei semialternanțe a tensiunii $u_p$, tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ sînt polarizate de la tensiunea purtătoare, cu plus pe emitor și plus pe bază, fiind saturate, iar tranzistoarele $T_3$ și $T_4$ primesc minus pe colector și plus pe bază, fiind blocate. În această situație, secțiunea $I$ a primarului transformatorului $Tr_1$ este parcursă de curentul $i_1'$, cu sensul din figură. În alternanța următoare a tensiunii $u_p$, tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ sînt blocate, iar $T_3$ și $T_4$ conduc, permițînd stabilirea unui curent $i_1''$ prin secțiunea II a primarului transformatorului $Tr_1$. Acesta produce o solenație de semn opus față de cea din semialternanța anterioară, astfel încît semnalul $u_2$ din secundar este alternativ.

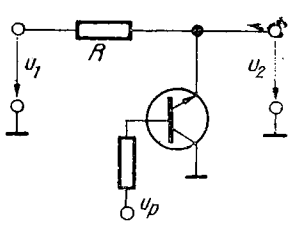



Fig. 3.80. Modulator cu tranzistor inversat.

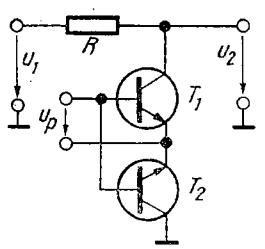



Fig. 3.81. Modulator cu comportare simetrică la schimbarea polarității tensiunii de intrare.

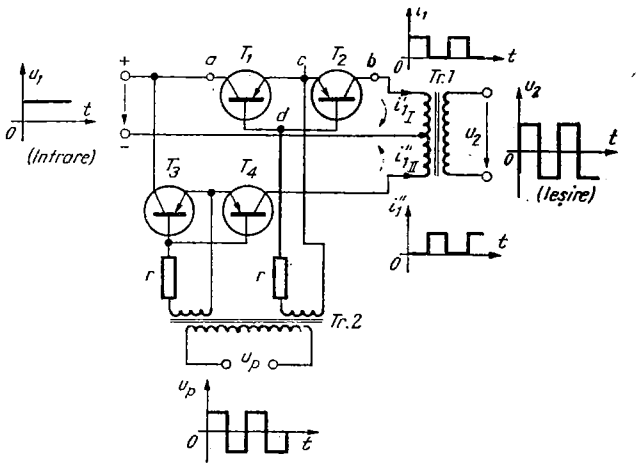



Fig. 3.82. Modulator cu tranzistoare, care furnizează la ieşire o tensiune alternativă cu valoare medie egală cu zero.

Menţionăm că dacă semnalul de intrare ar fi negativ ($u_1 < 0$), tensiunea $u_2$ ar începe cu semialternanţa negativă. Deci, la schimbarea semnului tensiunii $u_1$, modulatorul din fig. 3.82 schimbă faza tensiunii de ieşire, $u_2$.

*Modulatoare cu diode.* Schema cea mai răspîndită este modulatorul „în inel" (fig. 3.83). Fie semialternanţa tensiunii purtătoare, $u_p$, în care diodele $D_1$ şi $D_2$ sînt polarizate în sens direct, iar $D_3$ şi $D_4$ sînt polarizate invers. Dacă $u_1 = 0$, diodele ar funcţiona în punctul $M$ din caracteristica statică (fig. 3.83, *b*), la care corespunde curentul anodic $i_{a0}$. Considerînd $u_1 > 0$, apare un curent de intrare în modulator, $i_1$, care străbate secţiunea $I$ a primarului transformatorului $Tr_1$ şi care conduce la deplasarea punctului de funcţionare al diodei $D_1$ în $M'$, şi al diodei $D_2$ în $M''$. Se poate considera că, în punctul $A$, curentul $i_1$ se ramifică, producînd componentele $i_1/2$, care deplasează punctele de funcţionare ale celor două diode. Componentele $i_1/2$ străbat cele două secţiuni ale primarului transformatorului $Tr_2$, în sensuri opuse, dînd o solenaţie rezultantă nulă. În timpul următoarei semialternanţe a tensiunii $u_p$, conduc diodele $D_3$ şi $D_4$, fiind parcursă de curentul $i_1$ — cu sensul din figură — secţiunea II a primarului transformatorului $Tr_1$. În acest fel, în secundarul transformatorului $Tr_1$, apare tensiunea alternativă $u_2$, care are amplitudinea proporţională cu tensiunea $u_1$. Semnalul $u_2$ îşi inversează faza, atunci cînd $u_1$

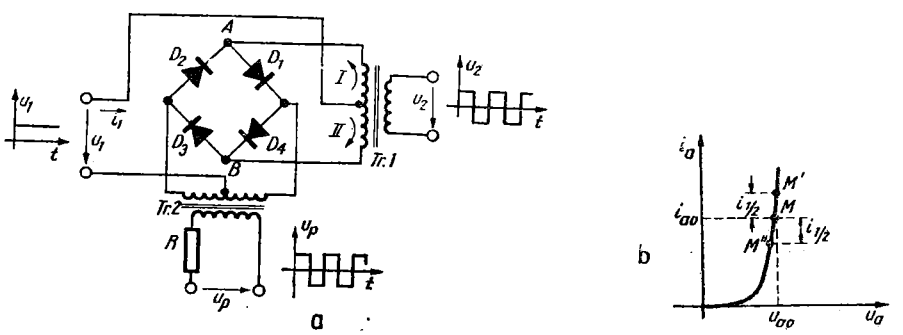



Fig. 3.83. Modulator „în inel" cu diode:
*a* — schema; *b* — punctele de funcţionare ale diodelor.

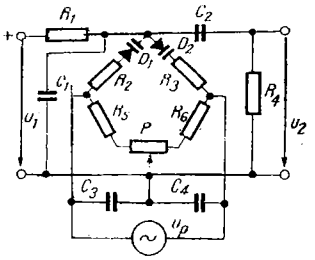



Fig. 3.84. Modulator cu diode varicap.

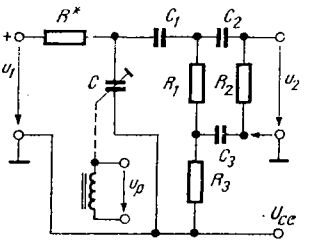



Fig. 3.85. Modulator cu condensator vibrant.

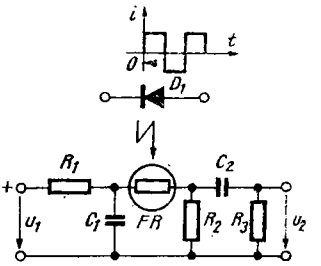



Fig. 3.86. Modulator cu fotorezistență.

își schimbă polaritatea. Această afirmație se poate verifica presupunînd, în prezentarea făcută, că tensiunea $u_1$ este negativă. Curentul $i_1$ își schimbă sensul și, în prima semialternanță a tensiunii purtătoare, solenația produsă în transformatorul $Tr_1$ și schimbă semnul, ceea ce determină ca prima semialternanță a tensiunii $u_2$ să fie negativă.

*Modulatoare cu diode varicap.* Schema de referință este prezentată în fig. 3.84. Modulatorul conține o punte Wheatstone alimentată în curent alternativ cu o frecvență de la cîteva sute de herți pînă la sute de kiloherți. Pentru $u_1 = 0$, puntea este echilibrată (echilibrarea fină se face cu $C_3$, $C_4$ și $P$), caz în care $u_2 = 0$. Dacă $u_1 > 0$, capacitățile diodelor varicap se modifică, în sens opus, puntea se dezechilibrează, iar la ieșire apare un semnal $u_2$ alternativ, avînd frecvența tensiunii purtătoare și amplitudinea proporțională cu $u_1$. Grupul $R_1C_1$ este filtrul trece-jos (la intrare), iar grupul $R_4C_2$ este filtrul trece-sus (la ieșire). Pentru protejarea diodelor, tensiunea $u_p$ are valori reduse (40 ... ... 50 mV). Acest modulator permite un semnal de intrare $u_1$ de c.c. sub 2 mV, o impedanță de intrare de $10^8$ ... $10^9$ Ω. Deriva este de ordinul a cîțiva μV/°C.

*Modulatorul cu condensator vibrant* (fig. 3.85) conține un vibrator alimentat la tensiunea $u_p$, cu frecvența purtătoare $f$. Capacitatea condensatorului $C$ se modifică cu frecvența $f$, ca urmare a oscilației uneia din armături. În acest fel, apare la bornele condensatorului o tensiune alternativă, avînd amplitudinea proporțională cu tensiunea $u_1$.

*Alte tipuri de modulatoare:* cu fotorezistență și diodă fotoemisivă, alimentată în curent alternativ (fig. 3.86); modulatoare magnetice, reprezentînd — în esență — amplificatoare magnetice de mică putere etc.

### 3.3.3.3. Demodulatoare

Demodulatorul primește tensiunea alternativă $u_3$ (fig. 3.76) de la ieșirea amplificatorului de curent alternativ, precum și tensiunea purtătoare $u_p$. La ieșirea lui trebuie să se obțină un semnal, $u_4$, proporțional cu amplitudinea tensiunii $u_3$, care își schimbă polaritatea atunci cînd $u_3$ își inversează faza (în raport cu $u_p$). Schimbarea polarității de ieșire, la inversarea fazei tensiunii alternative de intrare, reprezintă principala particularitate a demodulatoarelor, față de redresoarele (detectoarele) simple. Această particularitate face ca, uneori, demodulatoarele analizate în acest paragraf să fie denumite „redresoare (detectoare) sensibile la fază".

Principalele tipuri de demodulatoare sînt cu tranzistoare și cu diode.

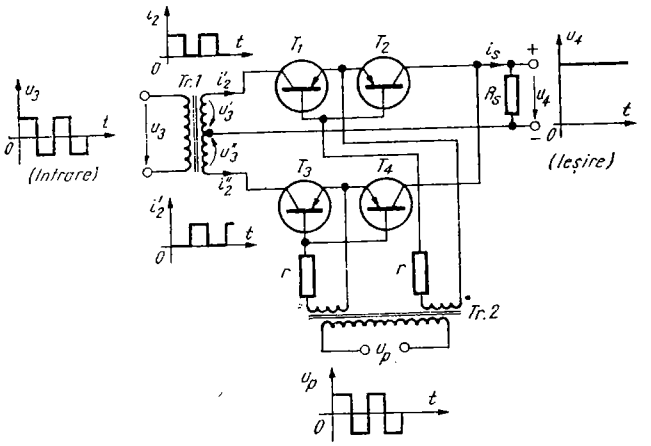



Fig. 3.87. Demodulator cu tranzistoare.

În fig. 3.87 este prezentată schema unui demodulator cu tranzistoare. Semnalul de intrare $u_3$ are aceeași formă de variație și aceeași frecvență cu tensiunea $u_2$, de la ieșirea din modulator (raportul $u_3/u_2$ reprezintă amplificarea amplificatorului de c.a., notat cu *4* în fig. 3.76). În secundarul transformatorului $Tr_1$, ca urmare a existenței prizei mediane, se obțin tensiunile $u_3'$ și $u_3''$, defazate între ele cu 180°, care alimentează cele două întreruptoare comandate $T_1 - T_2$ și $T_3 - T_4$. Prin intermediul transformatorului $Tr_2$ se aplică în circuitul de comandă al întreruptoarelor (între bază și emitor) tensiunea purtătoare $u_p$, care are aceeași frecvență cu cea a semnalului de intrare $u_3$. Dacă $u_3 = 0$, tranzistoarele nu sînt alimentate, prin rezistența de sarcină $R_s$ nu circulă curent ($i_s = 0$), și deci $u_4 = 0$. Dacă $u_3$ se aplică în alternanța tensiunii $u_p$, cînd tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ primesc minus pe bază și plus pe emitor, întreruptorul $T_1 - T_2$ este deschis, întreruptorul $T_3 - T_4$ — blocat, iar prin rezistența de sarcină $R_s$ va circula curentul $i_s$ în sensul menționat la ieșirea demodulatorului. În alternanța următoare (negativă) a semnalului $u_3$, întreruptorul $T_1 - T_2$ este blocat, întreruptorul $T_3 - T_4$ deschis, iar prin rezistența de sarcină $R_s$ va circula curentul $i_s$ (în același sens, ca și în alternanța pozitivă a semnalului $u_3$), rezultînd, prin urmare, tensiunea de ieșire $u_4$. Dacă $u_3$ s-ar fi aplicat începînd cu alternanța negativă, ar fi rezultat o tensiune de ieșire $u_4$ cu polaritatea inversată.

În fig. 3.88 este dată schema unui demodulator în inel. Dacă semialternanței tensiunii $u_p$, în care diodele $D_1$ și $D_2$ sînt polarizate direct, îi corespunde semialternanța tensiunii $u_3$, la care polaritatea plus este în capătul de sus al secundarului transformatorului $Tr_1$, dioda $D_2$ va funcționa în punctul $M'$, iar $D_1$ — în $M''$ (fig. 3.83, *b*). Tensiunea electromotoare indusă în secțiunea *I* a secundarului produce curentul $i_1$, care în punctul *A* se ramifică, determinînd deplasarea punctelor de funcționare ale diodelor $D_1$ și $D_2$, din $M_0$ în $M''$, respectiv $M'$. Curenții $i_1/2$ circulă

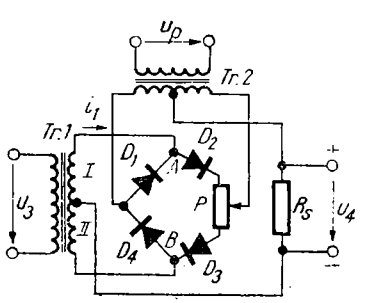



Fig. 3.88. Demodulator cu diode „în inel".

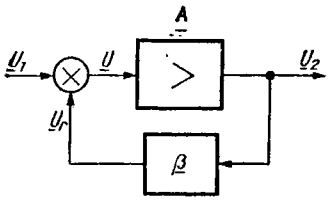


Fig. 3.89. Explicativă la noțiunea de reacție.

în sensuri opuse prin cele două secțiuni ale secundarului transformatorului $Tr_2$ și se recompun în rezistența $R_s$, producînd căderea de tensiune $u_4$, cu polaritatea din figură. În următoarea semialternanță conduc diodele $D_3$ și $D_4$, iar tensiunea din secțiunea $II$ a secundarului transformatorului $Tr_1$, cu polaritatea plus în capătul de jos, produce un curent prin $R_s$, de același sens (dioda $D_4$ va funcționa în $M'$, iar $D_3$ — în $M''$). Se poate verifica că dacă, în prima semialternanță, tensiunea $u_3$ produce polaritatea minus la capătul de sus al secundarului transformatorului $Tr_1$, semnul tensiunii $u_4$ se inversează.

## 3.4. REACȚIA NEGATIVA ÎN AMPLIFICĂTOARE

### 3.4.1. DEFINIREA REACȚIEI LA AMPLIFICATOARE

Prin reacție se înțelege readucerea la intrarea amplificatorului a unei părți din energia mărimii de ieșire, cu ajutorul unei legături inverse.

Reacția se realizează prin circuite specializate sau accidental, prin cuplaje parazite. În primul caz, reacția este controlată; în al doilea caz, reacția este parazită.

Schema-bloc a unui amplificator cu reacție este dată în fig. 3.89 și este formată din amplificatorul de bază (amplificatorul propriu-zis), caracterizat de factorul de amplificare $\underline{A}$, un circuit de reacție realizat, de obicei, printr-o rețea de elemente pasive și caracterizat de factorul de reacție $\underline{\beta}$, și dintr-un bloc sumator, sau comparator al mărimii de intrare $\underline{U}_1$ cu mărimea de reacție $\underline{U}_r$. Ca mărimi de lucru în schemă s-au considerat tensiunile, între ele existînd dependențele:

$$\underline{U}_2 = \underline{A}\,\underline{U} \tag{3.146}$$

$$\underline{U} = \underline{U}_1 \pm \underline{U}_r \tag{3.147}$$

Tensiunea $\underline{U}$, de intrare în amplificator, rezultă ca o combinație liniară a tensiunilor de intrare $\underline{U}_1$ și de reacție, $\underline{U}_r$. Dacă cele două semnale sînt în fază, ele se însumează și avem *o reacție pozitivă*. În cazul unui semnal de reacție în antifază cu semnalul de intrare, reacția este negativă. Deoarece circuitul de reacție este format, de obicei, din elemente pasive neacumulatoare de energie, care nu modifică faza semnalului (adică semnalul de reacție $\underline{U}_r$ este în fază cu $\underline{U}_2$), rezultă că reacția este pozitivă dacă semnalul $\underline{U}_2$ este în fază cu $\underline{U}$ și negativă dacă $\underline{U}_2$ este în antifază cu semnalul de la intrare $\underline{U}$.

Deoarece la amplificatoare se folosește numai reacția negativă, așa cum va rezulta ulterior, în cele ce urmează ne referim, în principal, la reacția negativă.

Asupra circuitului de reacție se fac următoarele ipoteze ajutătoare:

— circuitul de reacție nu constituie o sarcină pentru sursa de semnal $\underline{U}_1$ și nici pentru amplificator;

— permite transmiterea unidirecțională a semnalelor, numai de la ieșirea amplificatorului spre intrarea acestuia.

Tensiunea de reacție rezultă

$$\underline{U}_r = \beta \underline{U}_2 \tag{3.148}$$

unde factorul de reacție are modulul $\beta \leqslant 1$.

Amplificarea în tensiune a amplificatorului cu reacție sau amplificarea în buclă închisă, $\underline{A}_r$ este dată de relația:

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \tag{3.149}$$

În cazul reacției negative, utilizînd relațiile (3.146)—(3.148) rezultă:

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{A} \cdot \underline{U}}{\underline{U} + \underline{\beta A} \cdot \underline{U}} = \frac{\underline{A}}{1 + \underline{\beta A}} \tag{3.150}$$

și respectiv, pentru reacția pozitivă:

$$\underline{A}_r' = \frac{\underline{A}}{|1 - \underline{\beta A}} \tag{3.151}$$

În cazul particular $|1 - \underline{\beta A}| = 0$, rezultă $\underline{A}_r \to \infty$, adică amplificatorul devine oscilator, la ieșire generînd oscilații proprii, în lipsa semnalului de intrare. Relațiile de mai sus se pot scrie funcție de modul și de fază:

$$\underline{A} = A\, e^{j\varphi_A} = A(\cos \varphi_A + j \sin \varphi_A),$$

$$\beta = \beta\, e^{j\varphi_\beta} = \beta(\cos \varphi_\beta + j \sin \varphi_\beta) \tag{3.152}$$

Modulul amplificării în buclă închisă rezultă,

$$A_r = \frac{A}{\sqrt{1 - 2\beta A \cos \varphi - \beta^2 A^2}} \tag{3.153}$$

în care,

$$\varphi = \varphi_A + \varphi_\beta \tag{3.154}$$

Pentru reacția pozitivă, tensiunea $\underline{U}_r$ este în fază cu semnalul de la intrare, deci,

$$\varphi = 2k\pi, \quad k = 1, 2 \ldots N \tag{3.156}$$

și

$$A_r = \frac{A}{1 - \beta \cdot A} \tag{3.157}$$

Pentru reacția negativă, semnalele $\underline{U}_r$ și $\underline{U}_1$ sînt în antifază, adică

$$\varphi = (2k + 1), \quad k = 1, 2, \ldots n \tag{3.158}$$

rezultînd,

$$A_r' = \frac{A}{|1 + \beta A|} \tag{3.159}$$

Mărimile $\underline{A}$ și $\underline{\beta}$ depind de frecvență, de aceea definirea reacției, pozitivă sau negativă, se face pentru frecvența medie a benzii de trecere a amplificatorului.

Din relația (3.159) rezultă că reacția negativă micșorează amplificarea circuitului de $(1 + \beta A)$ ori. De asemenea, deoarece $\underline{\beta}$ și $\underline{A}$ depind de frecvența semnalului prelucrat, în cazul reacției peste mai multe etaje apare posibilitatea pierderii stabilității amplificatorului. Cu toate acestea, marea majoritate a amplificatoarelor au reacție negativă, datorită următoarelor avantaje:

— permite obținerea unei amplificări de valoare riguros controlată și micșorează sensibilitatea amplificatorului la variația parametrilor circuitului;

— reduce distorsiunile liniare, lărgește banda de frecvență, îmbunătățește caracteristicile de fază;

— reduce distorsiunile neliniare;

— permite modificarea în sensul dorit a impedanței de intrare și de ieșire;

— se reduce zgomotul propriu al amplificatorului.

1. *Creșterea stabilității amplificatorului.* Realizarea unui amplificator cu o amplificare de valoare riguros constantă este esențială în aparatura de măsură, la traductoare etc. Valoarea amplificării unui amplificator, în timpul funcționării acestuia este dependentă de mai mulți factori cum sînt: variația tensiunii de alimentare, variația parametrilor dispozitivelor semiconductoare cu temperatura, dispersia tehnologică mare a elementelor componente etc. Realizarea unui amplificator cu amplificarea stabilă în timp, prin compensarea cauzelor expuse mai sus, nu este realistă. De aceea, problema stabilității amplificării amplificatorului a fost preluată de circuitul de reacție. Realizarea unor amplificatoare cu amplificare foarte mare în buclă deschisă permite scrierea relației (3.150) în forma:

$$\underline{A}_r = \frac{1}{\frac{1}{\underline{A}} + \underline{\beta}} \simeq \frac{1}{\underline{\beta}} \tag{3.160}$$

Deci, fluctuațiile amplificării $A$ nu mai influențează amplificarea circuitului. Circuitul de reacție este, de obicei, un atenuator de precizie, realizat cu elemente pasive, ai căror parametri nu depind prea mult de condițiile de funcționare. În cazul cînd $A$ și $\beta$ sînt mărimi reale, stabilitatea amplificării este dată de raportul:

$$S = \frac{\left|\frac{\mathrm{d}A}{A}\right|}{} \simeq \frac{\left|\frac{\Delta A}{A}\right|}{} \tag{3.161}$$

în care $\Delta A$, reprezintă variația amplificării circuitului deschis, datorită cauzelor enumerate. Stabilitatea amplificării aceluiași amplificator, prevăzut cu reacție negativă este:

$$S_r = \frac{\mathrm{d}A_r}{A_r} = \frac{\frac{\partial A_r}{\partial A}\mathrm{d}A}{A_r} = \frac{\frac{1}{(1+\beta A)^2}\mathrm{d}A}{\frac{A}{1+\beta A}} = \frac{1}{1+\beta A}\cdot\frac{\mathrm{d}A}{A} \tag{3.162}$$

$$S_r = \frac{1}{1+\beta A} S \tag{3.163}$$

Rezultă o desensibilizare de $[1/(1 + \beta A)]$ ori a amplificării. În cazul reacției pozitive, stabilitatea amplificatorului scade conform relației

$$S_r = \frac{1}{1 - \beta A} S \tag{3.164}$$

**Exemplu.** Pentru amplificarea de 500 ori a semnalului dat de detectorul unui traductor se folosește un amplificator integrat βA 741 cu $A = 2 \cdot 10^5$. Se atașează un circuit de reacție format din două rezistențe de precizie, cu $\beta = 0{,}002$. Rezultă:

$$A_r = \frac{1}{\frac{1}{A} + \beta} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-6} + 0{,}002} = 499$$

Presupunem că, dintr-o cauză oarecare, $A$ se dublează. Atunci,

$$S = \frac{dA}{A} \simeq \frac{\Delta A}{A} = \frac{2 \cdot 10^5}{2 \cdot 10^5} = 1$$

adică, la o variație a amplificării de sută la sută în circuit deschis, la amplificatorul cu reacție rezultă

$$S_r = \frac{1}{1 + 0{,}002 \cdot 2 \cdot 10^5} \cdot 1 = \frac{1}{401} \simeq 0{,}0025$$

deci, o variație a amplificării de numai 0,25%.

2. *Reducerea distorsiunilor neliniare și a zgomotului propriu.* Reacția negativă, prin micșorarea de $(1 + \beta A)$ ori a amplificării circuitului deschis, îmbunătățește liniaritatea caracteristicii de transfer a amplificatorului, așa cum rezultă și din fig. 3.90.

Considerăm o caracteristică de transfer liniară pe porțiuni a amplificatorului fără reacție (caracteristica *1*)

$$U_2 = \begin{cases} A^{(1)} \cdot U_1^{(1)} & \text{pentru } U_1 \in [0, U_1^{(1)}] \\ A^{(2)} \cdot U_1^{(2)} & \text{pentru } U_1 \in [U_1^{(1)}, U_1^{(2)}] \\ A^{(3)} \cdot U_1^{(3)} & \text{pentru } U_1 \geqslant U_1^{(2)} \end{cases} \tag{3.165}$$

Datorită micșorării amplificării de $(1 + \beta A)$ ori, valorile semnalului de intrare, pentru care se modifică panta caracteristicii de transfer, cresc de la valoarea $U_1^{(1)}$ la valoarea $U_1^{(1)}(1 + \beta A^{(1)})$ și respectiv, de la $U_1^{(2)}$ la valoarea $U_1^{(2)}(1 + \beta A^{(2)})$, rezultînd caracteristica *2* a amplificatorului cu reacție.

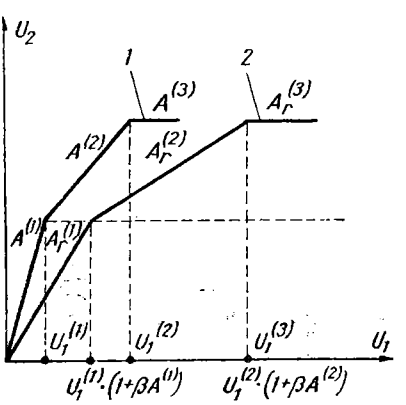



Fig. 3.90. Influența reacției negative asupra neliniarității caracteristicii amplificatorului.

Liniarizarea caracteristicii externe a amplificatorului cu reacție rezultă și analitic din relațiile:

$$\frac{A_r^{(1)} - A_r^{(2)}}{A_r^{(1)}} = \frac{\dfrac{A^{(1)}}{1+\beta A^{(1)}} - \dfrac{A^{(2)}}{1+\beta A^{(2)}}}{\dfrac{A^{(1)}}{1+\beta A^{(1)}}} = \frac{A^{(1)} - A^{(2)}}{A^{(1)}} \cdot \frac{1}{1+\beta A^{(2)}} \tag{3.166}$$

Zgomotul propriu al amplificatorului este diminuat de reacția negativă. Astfel, considerînd amplificatorul ideal (liniar și fără zgomot propriu), înseriat cu o „sursă de zgomot propriu", $\underline{U}_{zg}$, conform figurii 3.91, semnalul la ieșirea fără/cu reacție este dat de relațiile:

$$\underline{U}_2 = \underline{A} \cdot \underline{U} + \underline{U}_{zg} = \underline{A} \cdot \underline{U}_1 + \underline{U}_{zg} \tag{3.167}$$

$$\underline{U}_{2r} = \underline{A} \cdot \underline{U} + \underline{U}_{zg} = \underline{A}(\underline{U}_1 - \underline{U}_r) + \underline{U}_{zg} \tag{3.168}$$

Ținînd cont de relațiile (3.146)—(3.148) și (3.150) rezultă:

$$\underline{U}_{2r} = \frac{\underline{U}_1 \cdot \underline{A}}{1+\beta\underline{A}} + \frac{\underline{U}_{zg}}{1+\beta\underline{A}} \tag{3.169}$$

Deci, reacția negativă micșorează de $(1 + \beta A)$ ori zgomotul propriu al amplificatorului.

3. *Lărgirea benzii de frecvență la amplificatoarele cu reacție negativă.* Distorsiunile de frecvență sînt nule atunci cînd banda de frecvență a amplificatorului acoperă în totalitate spectrul de frecvență al semnalului prelucrat. La capetele benzii de frecvență, datorită micșorării amplificării, se micșorează proporțional și reacția negativă, ceea ce duce în final la menținerea amplificării semnalului, deci la lărgirea benzii de frecvență a amplificatorului fig. 3.92.

Notînd cu $\underline{A}_0$ amplificarea în circuit deschis la frecvența medie, $f$, și cu $\underline{A}_j$, respectiv $\underline{A}_i$, amplificarea la frecvențele ce definesc banda de trecere a amplificatorului fără reacție, se pot scrie relațiile:

$$\underline{A}_j = \frac{\underline{A}_0}{1 + \dfrac{f_j}{\mathbf{j} \cdot f}} \tag{3.170}$$

$$\underline{A}_i = \frac{\underline{A}_0}{1 + \mathrm{j}\dfrac{f}{f_i}} \tag{3.171}$$

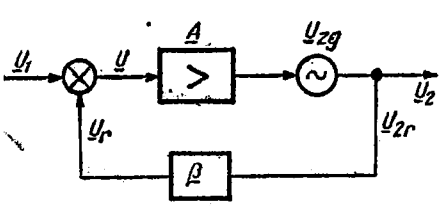



Fig. 3.91. Influența reacției asupra zgomotului propriu.

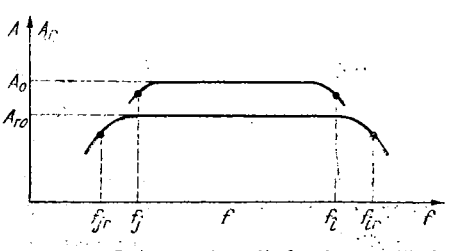



Fig. 3.92. Lărgirea benzii de frecvență la amplificatoarele cu reacție negativă.

Amplificarea circuitului cu reacţia negativă cuplată rezultă din relaţiile:

$$\underline{A}_{rj} = \frac{\underline{A}_j}{1 + \underline{\beta}\underline{A}_j} = \frac{\underline{A}_0/(1 + f_j/\mathrm{j}f)}{1 + \beta\underline{A}_0/(1 + f_j/\mathrm{j}f)} \tag{3.172}$$

Efectuînd calculele rezultă

$$\underline{A}_{rj} = \frac{\underline{A}_0}{1 + \underline{\beta}\underline{A}_0 + \frac{f_j}{\mathrm{j}f}} = \frac{\underline{A}_0/(1 + \underline{\beta}\underline{A}_0)}{1 + \frac{f_j}{(1 + \beta A_0)\,\mathrm{j}f}} \tag{3.173}$$

Prin analogie cu relaţia (3.170) se poate scrie,

$$\underline{A}_{rj} = \frac{\underline{A}_{0r}}{1 + \frac{f_{rj}}{\mathrm{j}f}} \tag{3.174}$$

unde

$$f_{rj} = \frac{f_j}{1 + \underline{\beta}\underline{A}_0} \tag{3.175}$$

Frecvenţa limită inferioară a amplificatorului cu reacţie negativă se micşorează de $(1 + \beta A_0)$ ori.

Amplificarea circuitului cu reacţie, la frecvenţa limită superioară, este dată de relaţia:

$$\underline{A}_{rt} = \frac{\underline{A}_t}{1 + \underline{\beta}\underline{A}_t} = \frac{\underline{A}_0/(1 + \mathrm{j}f/f_t)}{1 + \underline{\beta}\underline{A}_0/(1 + \mathrm{j}f/f_t)} \tag{3.176}$$

Efectuînd calculele rezultă:

$$\underline{A}_{rt} = \frac{\underline{A}_0/(1 + \underline{\beta}\underline{A})_0}{1 + \mathrm{j}f/f_t(1 + \beta A_0)} = \frac{\underline{A}_{0r}}{1 + \frac{\mathrm{j}f}{f_{tr}}} \tag{3.177}$$

unde

$$f_{tr} = f_t(1 + \beta\underline{A}_0) \tag{3.178}$$

Frecvenţa limită superioară a amplificatorului cu reacţie creşte de $(1 + \beta A_0)$ ori, faţă de frecvenţa limită superioară a amplificatorului fără reacţie.

### 3.4.3. TIPURI DE REACŢIE NEGATIVĂ ÎN AMPLIFICATOARE

Mărimile de intrare, ieşire şi de reacţie dintr-un amplificator pot fi tensiuni sau curenţi. Funcţie de natura semnalului de intrare şi de reacţie, precum şi de modul lor de comportare, rezultă patru tipuri de reacţie:

a. *Reacţia serie-serie (reacţie de curent serie).* Acest tip de reacţie presupune la intrare înserierea mărimilor de reacţie şi de intrare, iar la ieşire conectarea în serie a amplificatorului cu circuitul de reacţie (fig. 3.93). Topologia circuitului este de tip buclă atît la intrare cît şi la ieşire.

Factorul de transfer al amplificatorului este o admitanţă,

$$\underline{A}_y = \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}} \tag{3.179}$$

iar al circuitului de reacție, o impedanță

$$\underline{\beta}_z = \frac{\underline{U}_r}{\underline{I}_2} \tag{3.180}$$

Legătura dintre semnalul de intrare și semnalul de ieșire al întregului circuit se face prin admitanța de transfer, $\underline{A}_{yr}$

$$\underline{A}_{yr} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{A}}{1 + \underline{\beta}_z \cdot \underline{A}_y} \tag{3.181}$$

b. *Reacția serie-paralel.* La acest tip de reacție (fig. 3.94), amplificatorul și circuitul de reacție sînt conectate serie la intrare și paralel la ieșire. Legătura dintre mărimile din circuit este dată de relațiile:

$$\underline{A}_u = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}}; \quad \underline{\beta}_u = \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_2}; \quad \underline{A}_{ur} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{A}_u}{1 + \underline{\beta}_u \cdot \underline{A}_u} \tag{3.182}$$

Se observă că factorul de transfer este o amplificare în tensiune, amplificatorul cu reacție serie-paralel fiind un amplificator de tensiune.

c. *Reacția paralel-paralel.* Amplificatorul și circuitul de reacție sînt conectate în paralel, atît la intrare cît și la ieșire (fig. 3.95). Legătura dintre mărimile din circuit este dată de relațiile:

$$\underline{A}_z = \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}} \tag{3.183}$$

unde, $\underline{A}_z$ este impedanța de transfer a amplificatorului în buclă deschisă, iar

$$\underline{\beta}_y = \frac{\underline{I}_r}{\underline{U}_2} \tag{3.184}$$

și reprezintă admitanța de transfer a circuitului de reacție. Rezultă

$$\underline{A}_{zr} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{A}_z}{1 + \underline{\beta}_y \cdot \underline{A}_z} \tag{3.185}$$

$\underline{A}_{zr}$ fiind impedanța de transfer a circuitului cu reacția negativă cuplată.

d. *Reacția paralel-serie.* La acest tip de reacție amplificatorul este conectat la intrare în paralel cu circuitul de reacție și în serie la ieșire (fig. 3.96). Între mărimile din circuit există următoarele dependențe:

$$\underline{A}_i = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}}; \quad \underline{\beta}_i = \frac{\underline{I}_r}{\underline{I}_2}; \quad \underline{A}_{ri} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{A}_i}{1 + \underline{\beta}_i \cdot \underline{A}_i} \tag{3.186}$$

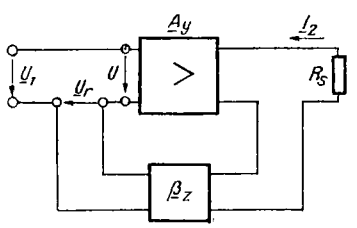



Fig. 3.93. Explicativă la reacția serie-serie.

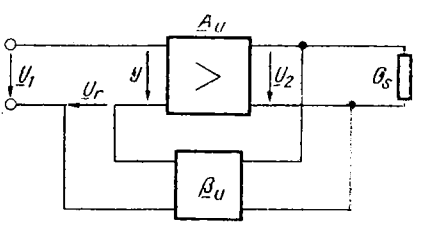



Fig. 3.94. Explicativă la reacția serie-paralel.

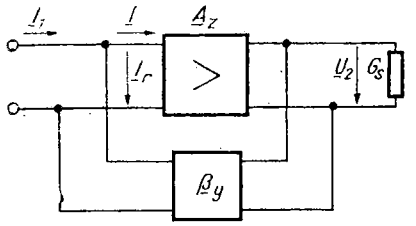


Fig. 3.95. Explicativă la reacția paralel-paralel.

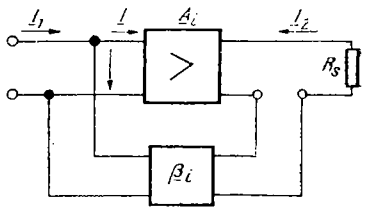


Fig. 3.96. Explicativă la reacția paralel-serie.

unde $\underline{A}_i$ reprezintă amplificarea în curent a amplificatorului în buclă deschisă, $\underline{\beta}_i$ — a circuitului de reacție, și $\underline{A}_{ri}$ — a amplificatorului cu reacția cuplată. Amplificatorul cu reacție paralel-serie este un amplificator de curent.

### 3.4.4. INFLUENȚA REACȚIEI NEGATIVE ASUPRA IMPEDANȚEI DE INTRARE

Impedanța de intrare a amplificatorului este influențată de reacția negativă în mod diferit, funcție de tipul reacției: serie sau paralel la intrare (fig. 3.97).

În cazul reacției serie, impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție este dată de relația:

$$\underline{Z}_{1s} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}} \tag{3.187}$$

Impedanța de intrare a amplificatorului de bază este:

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} \tag{3.188}$$

Deoarece $\underline{U}_1 = \underline{U} + \underline{\beta}\,\underline{A}\,\underline{U}$, rezultă

$$\underline{Z}_{1s} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}}\,(1 + \underline{\beta}\underline{A}) \tag{3.189}$$

adică,

$$\underline{Z}_{1s} = \underline{Z}_1(1 + \underline{\beta}\underline{A}) \tag{3.190}$$

Impedanța de intrare a amplificatorului cu reactie crește de $(1 + \beta A)$ ori față de impedanța amplificatorului în buclă deschisă.

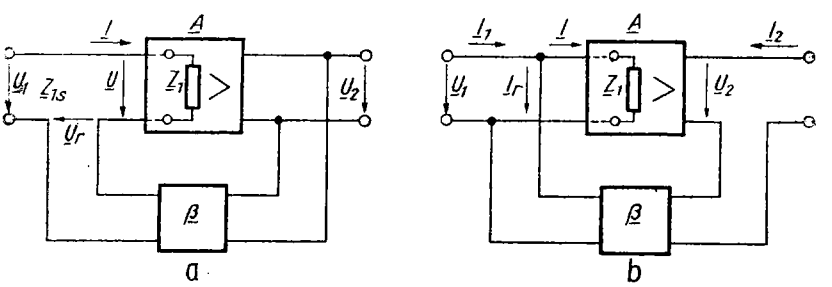


Fig. 3.97. Influența reacției negative asupra impedanței de intrare:
*a* — reacție serie la intrare; *b* — reacție paralel la intrare.

În cazul reacției paralel, impedanța de intrare a amplificatorului rezultă din relațiile:

$$\underline{Z}_{1p} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I} + \underline{I}_r} \tag{3.191}$$

Dar, $\underline{I}_r = \underline{\beta}\,\underline{I}_2 = \underline{\beta}\,\underline{A}\,\underline{I}$ și $\underline{Z}_1 = \underline{U}_1/\underline{I}$, de unde rezultă

$$\underline{Z}_{1p} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}(1 + \underline{\beta}\,\underline{A})} = \frac{\underline{Z}_1}{(1 + \underline{\beta}\,\underline{A})} \tag{3.192}$$

În cazul reacției negative paralel la intrare, impedanța de intrare a amplificatorului cu reacție este de $(1 + \beta A)$ ori micșorată față de impedanța de intrare a amplificatorului fără reacție.

### 3.4.5. INFLUENȚA REACȚIEI NEGATIVE ASUPRA IMPEDANȚEI DE IEȘIRE

Ca și în cazul precedent, apar două situații, funcție de tipul reacției de la ieșire: serie sau paralel. Determinarea impedanței de ieșire a amplificatorului cu reacție negativă se face în următoarele ipoteze (fig. 3.98):

— circuitul de reacție este ideal, adică $\underline{Z}_{1\beta} = \infty$;
— impedanța de sarcină este decuplată;
— semnalul de intrare este scurtcircuitat.

În cazul reacției paralel la ieșire, amplificatorul de bază este considerat ca o sursă de tensiune $\underline{AU}$, cu impedanța proprie $\underline{Z}_2$. Pentru circuitul de ieșire se poate scrie relația:

$$\underline{AU} - \underline{Z}_2\underline{I}_2 = \underline{U}_2 \tag{3.193}$$

Deoarece $\underline{U} = \underline{U}_r = \underline{\beta}\,\underline{U}_2$ și impedanța de ieșire a amplificatorului cu reacție este $\underline{Z}_{2r} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2}$, rezultă

$$\underline{Z}_{2r} = \frac{\underline{Z}_2}{1 + \underline{A} \cdot \underline{\beta}} \tag{3.194}$$

La reacția paralel la ieșire, impedanța de ieșire a amplificatorului cu reacție scade de $(1 + \beta A)$ ori față de impedanța de ieșire a amplificatorului fără reacție.

Reacția serie la ieșire (fig. 3.98, *b*) se realizează în aceleași ipoteze, ca la reacția „paralel". Amplificatorul fără reacție este considerat ca o sursă de

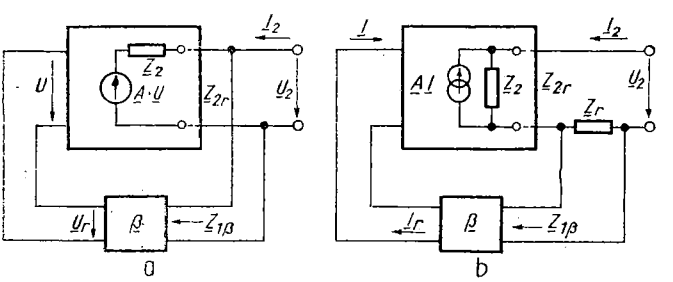



Fig. 3.98. Influența reacției negative asupra impedanței de ieșire:
*a* — reacție paralel la ieșire; *b* — reacție serie la ieșire.

curent, $\underline{A}\underline{I}$, cu impedanța $\underline{Z}_2$. În circuitul de ieșire al amplificatorului se scrie relația:

$$\underline{U}_2 = (\underline{A}\underline{I} + \underline{I}_2) \cdot \underline{Z}_2 + \underline{Z}_r \cdot \underline{I}_2 \tag{3.195}$$

și deoarece $\underline{I} = \underline{I}_r = \underline{\beta}\underline{I}_2$, rezultă

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_2(\underline{A} \cdot \underline{\beta} + 1)\,\underline{Z}_2 + \underline{Z}_r\underline{I}_2 \tag{3.196}$$

Impedanța de ieșire cu reacție rezultă

$$\underline{Z}_{2r} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_2} = \underline{Z}_2(1 + \underline{\beta}\underline{A}) + \underline{Z}_r \tag{3.197}$$

Deoarece $\underline{Z}_r \ll \underline{Z}_2$ se poate scrie

$$\underline{Z}_{2r} = \underline{Z}_2(1 + \underline{\beta}\underline{A}) \tag{3.198}$$

Impedanța circuitului de ieșire crește de $(1 + \underline{\beta}\underline{A})$ ori în cazul reacției negative de tip serie la ieșire.

### 3.4.6. SCHEME DE AMPLIFICATOARE CU REACȚIE LOCALĂ

1. *Circuitul repetor pe emitor* (fig. 3.99). Reacția locală se referă la reacția peste un singur etaj de amplificare. Cel mai simplu etaj de amplificare cu reacție negativă locală este circuitul repetor pe emitor. Reacția este asigurată de rezistența de emitor $R_E$, comună atît la circuitul de intrare cît și la circuitul de ieșire. Semnalul de ieșire se culege de pe emitor. S-a adoptat polarizarea bazei printr-o singură rezistență $R_B$, pentru a nu micșora rezistența de intrare a etajului. Deoarece $\underline{U}_2 = \underline{U}_r$, factorul de transfer al circuitului de reacție, la frecvența medie a benzii de trecere, este $\beta = 1$.

2. *Amplificator cu reacție locală serie.* În schema din fig. 3.100, *a* este prezentat un amplificator cu reacție serie, realizată prin rezistența $R_E$ din emitorul tranzistorului. Reacția este negativă deoarece $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_r$ sînt legate de tensiunea $\underline{U}$ prin relația $\underline{U} = \underline{U}_1 - \underline{U}_r$.

Considerînd rezistențele divizorului de polarizare incluse în rezistența internă a generatorului de semnal $\underline{U}_1$ și reactanțele condensatoarelor de cuplaj neglijabile, rezultă schema echivalentă din fig. 3.100, *b*. Pentru ochiul de intrare se poate scrie relația:

$$\underline{U}_1 = \underline{U} + \underline{U}_r = h_{11e}\underline{I}_1 + R_E(\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \tag{3.199}$$

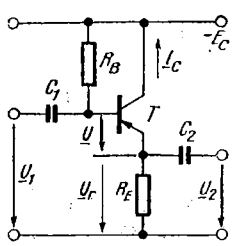



Fig. 3.99. Circuit repetor pe emitor.

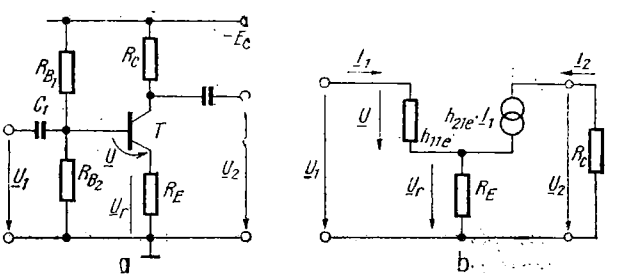



Fig. 3.100. Amplificator cu reacție negativă serie-serie: *a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă.

și deoarece $I_2 = h_{21e}I_1$, rezultă

$$\underline{U}_1 = I_1[h_{11e} + (1 + h_{21e})R_E] \tag{3.200}$$

Rezistența de intrare a circuitului cu reacție, din ipotezele simplificatoare de mai sus, rezultă

$$R_{1r} = \frac{\underline{U}_1}{I_1} = h_{11e} + (1 + h_{21e})\ R_E \simeq h_{11e} + h_{21e}R_E \tag{3.201}$$

deoarece $h_{21e} \gg 1$. Factorul de reacție, rezultă

$$\beta = \frac{\underline{U}_r}{\underline{U}_2} = \frac{R_E(I_1 + I_2)}{I_2R_c} = \frac{R_E(1 + h_{21e})}{R_ch_{21e}} \simeq \frac{R_E}{R_c} \tag{3.202}$$

Amplificarea în tensiune a amplificatorului rezultă prin aplicarea formulelor anterioare:

$$\underline{A}_r = \frac{R_EI_2}{h_{11e}I_1 + R_E(I_1 + I_2)} = \frac{-R_ch_{21e}}{h_{11e} + h_{21e}R_E} \tag{3.203}$$

Cu condiția $h_{21e}R_E \gg 1$, rezultă

$$\underline{A}_r = -\frac{R_c}{R_E} \tag{3.204}$$

Prin considerarea în circuit a rezistențelor de polarizare, rezultă o rezistență de intrare globală, $R_{1g}$, a circuitului, micșorată, dată de relația:

$$R_{1g} = R_{1r}||\,R_{b1}||R_{b2}, \tag{3.205}$$

unde $R_{1r}$ este rezistența de intrare a amplificatorului cu reacție serie-serie.

3. *Amplificator cu reacție locală paralel.* La acest montaj reacția este paralel-paralel și este realizată prin rezistența $R_\beta$. Aceeași rezistență asigură polarizarea bazei tranzistorului și o stabilizare a punctului static de funcționare cu temperatura. Reacția este negativă deoarece tensiunea $\underline{U}_2$ este defazată cu 180° față de $\underline{U}_1$. Pentru valori mari ale rezistenței de reacție $R_\beta$, rezultă $I_r \ll I_2$ și între curenții de intrare și de ieșire se poate scrie relația:

$$\underline{A}_i = \frac{I_2}{I_1} \simeq h_{21e} \tag{3.206}$$

Factorul de transfer al circuitului de reacție,

$$\beta = \frac{I_r}{I_2} \simeq \frac{R_e}{R_\beta} \tag{3.207}$$

Amplificarea circuitului cu reacția negativă, cuplată, rezultă

$$\underline{A}_i \simeq \frac{h_{21e}}{1 + \dfrac{R_e}{R_\beta}h_{21e}} \tag{3.208}$$

4. *Amplificator cu reacție combinată serie-paralel* (fig. 3.102). Reacția negativă serie se realizează prin rezistența $R_E$, iar reacția negativă paralel — prin rezistența $R_\beta$. Acest tip de reacție combinată se folosește în special pentru adaptarea impedanțelor de intrare și de ieșire cu generatorul de semnal și

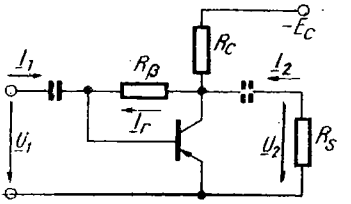



Fig. 3.101. Amplificator cu reacție locală paralel.

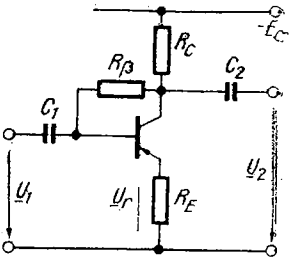



Fig. 3.102. Amplificator cu reacție combinată serie paralel.

respectiv cu sarcina. Impedanțele de intrare și de ieșire se pot modifica în sensul dorit.

5. *Amplificator cu reacție tip bootstrap.* Reacția este combinată de tip serie-paralel, cu deosebirea că reacția paralel este pozitivă. Acest tip de reacție se folosește pentru mărirea rezistenței de intrare a montajului amplificator.

Introducerea grupului $R_\beta$, $C_3$ de reacție pozitivă micșorează influența divizorului de polarizare a bazei, asupra rezistenței de intrare.

Pentru circuitul din fig. 3.103 se pot scrie relațiile:

$$I_1 = I + I_r \tag{3.209}$$

$$I_r R_\beta = h_{11e} I_1 \tag{3.210}$$

$$U_1 = R_\beta I_r + R_E[(h_{21e} + 1)I_1 + I_r] \tag{3.211}$$

Circuitul de reacție pozitivă nu conduce la creșterea instabilității etajului, deoarece are o amplificare de tensiunea subunitară.

Condensatorul $C_3$ are rolul de cuplaj și are o reactanță neglijabilă în raport cu $R_{b1} || R_{b2}$, la frecvența de lucru a etajului.

Rezistența de intrare este dată de relația:

$$R_{1r} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R_\beta h_{11e}}{h_{11e} + R_\beta} + [(h_{21e} + 1)R_\beta]\frac{R_E}{h_{11e} + R_\beta} \tag{3.212}$$

Pentru valori mari ale rezistenței de reacție $R_\beta$, relația de mai sus se poate aproxima prin relația

$$R_{1r} \simeq h_{11e} + h_{21e} R'_E \tag{3.213}$$

În această expresie, $R'_E$ este rezistența echivalentă dată de relația: $R'_E = R_{b1} || R_{b2} || R_E$.

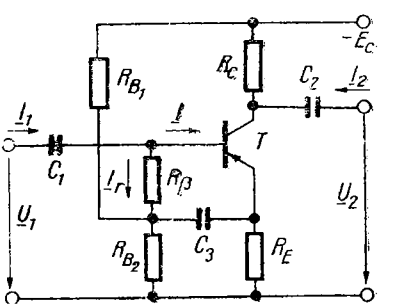



Fig. 3.103. Amplificator cu reacție bootstrap.

### 3.4.7. AMPLIFICATOARE CU REACȚIE NEGATIVĂ GLOBALĂ

Reacția globală se realizează printr-o legătură inversă peste mai multe etaje de amplificare. Frecvent se utilizează reacția negativă peste 2 sau 3 etaje de amplificare, deoarece nu apar probleme deosebite privind stabilitatea amplificatorului.

Reacția negativă globală se realizează prin scheme de tipul celor din fig. 3.104. Dacă amplificatorul este de curent alternativ (fig. 3.104, *a*) se consideră că tensiunea de ieșire $\underline{U}_2$ este în antifază față de tensiunea $\underline{U}_1$ (amplificatorul conține un număr impar de etaje în conexiune *EC*). În cazul amplificatorului de c.c. (fig. 3.104, *b*) s-a considerat un circuit de reacție de același tip. Presupunînd că amplificările în circuit deschis (fără reacție) și impedanțele de intrare sînt mari, deducerea relațiilor amplificărilor circuitului cu reacție se face în mod similar. De aceea, se vor deduce numai pentru amplificatorul din fig. 3.104, *b*.

Aplicînd teoremele lui Kirchhoff pentru circuitele de intrare și de ieșire precum și pentru nodul $M$ rezultă:

$$u_1 = R_1 i_1 + u \qquad (3.214)$$

$$u_2 = R_2 i_2 + u \qquad (3.215)$$

$$i_1 + i_2 = i \qquad (3.216)$$

În ipotezele făcute, mărimile $u$ și $i$ se pot neglija în relațiile (3.214)—(3.216) și rezultă

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1}; \quad i_r = \frac{u_2}{R_1}; \quad i_2 \simeq -i_1 \qquad (3.217)$$

$$u_2 \simeq -\frac{R_1}{R_2} u_1 \qquad (3.218)$$

deci amplificarea este egală cu raportul rezistențelor $R_1$ și $R_2$.

În mod similar, pentru amplificatorul de curent alternativ rezultă:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = -\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2}; \quad \left(\underline{A}_r = -\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2}\right) \qquad (3.219)$$

În continuare se dau cîteva exemple de amplificatoare cu reacție negativă globală. Menționăm că o categorie importantă de amplificatoare cu reacție (amplificatoare operaționale pentru calculul analogic) va fi prezentată în capitolul 8.

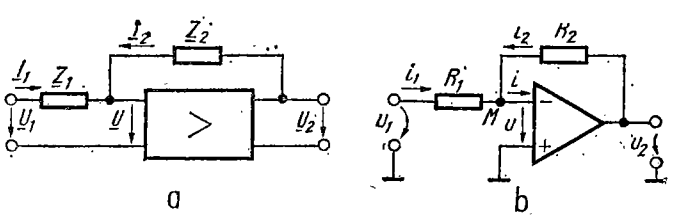



Fig. 3.104. Amplificatoare cu reacție negativă globală:
*a* — amplificator de c.a.; *b* — amplificator de c.c.

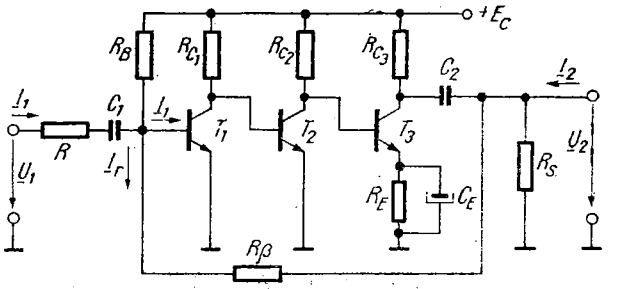



Fig. 3.105. Amplificator cu reacție globală paralel-paralel.

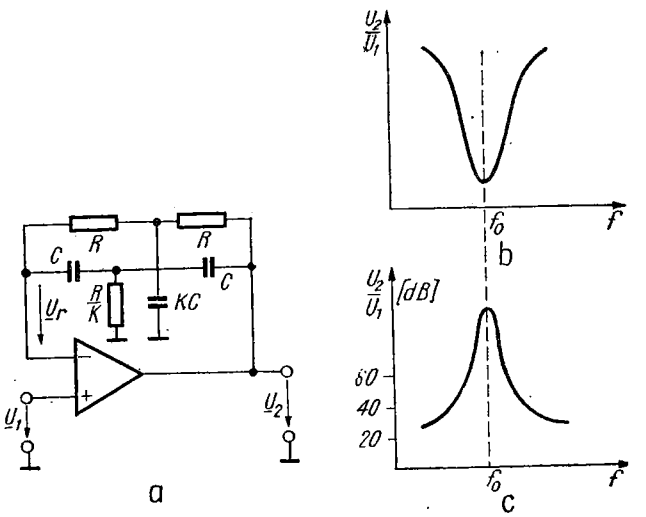



Fig. 3.106. Amplificator selectiv RC:

*a* — schema; *b* — caracteristica de frecvență a circuitului de reacție; *c* — caracteristica de frecvență a amplificatorului selectiv.

1. *Amplificator cu reacție globală paralel-paralel.* Amplificatorul cu reacție globală din fig. 3.105 are circuitul de reacție paralel realizat prin rezistența $R_\beta$. În conformitate cu relația (3.219), amplificarea obținută este $\underline{A} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} \simeq \frac{R_\beta}{R'}$.

2. *Amplificatoare selective RC.* Amplificatorul de bază este un amplificator operațional integrat și prin introducerea pe circuitul de reacție a unui filtru selectiv, *RC* dublu T, se obține un amplificator selectiv (fig. 3.106).

Datorită caracteristicii de frecvență a filtrului (fig. 3.106, *b*) rezultă caracteristica „selectivă" a amplificatorului.

# 4. OSCILATOARE ELECTRONICE SINUSOIDALE

## 4.1. GENERALITĂȚI

Oscilatoarele sînt circuite electronice neliniare care generează semnale electrice aproximativ sinusoidale.

Oscilatoarele electronice sînt utilizate în diverse domenii industriale și de cercetare (măsurări electronice locale, telemăsurări, încălzire superficială prin curenți induși, automatizări, aparatură medicală, telecomunicații, radio, televiziune etc.).

*Parametrii principali* care stabilesc performanțele unui oscilator sînt: frecvența și amplitudinea de autooscilație, impedanțele de intrare a sursei echivalente și de sarcină în care debitează oscilatorul, stabilitatea frecvenței de autooscilație și amplitudinii de oscilație, gradul de distorsionare a semnalelor generate, randamentul oscilatorului, posibilitatea reglării frecvenței de autooscilație etc.

*Clasificarea oscilatoarelor* se face fie după *natura elementelor active* folosite (oscilatoare cu rezistență dinamică negativă; oscilatoare cu reacție), fie după *natura elementelor pasive* (oscilatoare *LC*; oscilatoare *RC*). Mai este utilizată și clasificarea după *domeniul de frecvențe* acoperit (oscilatoare de audiofrecvență; oscilatoare de radiofrecvență).

O categorie aparte o constituie oscilatorul interferențial, format din două oscilatoare de radiofrecvență cu circuite acordate *LC*, unul de frecvență fixă și altul de frecvență variabilă.

Oscilatoarele acoperă un domeniu foarte larg de frecvențe, uzual ($10^{-3}$ Hz ... ... 100 MHz).

## 4.2. OSCILATOARE CU REZISTENȚĂ DINAMICĂ NEGATIVĂ

În circuitul oscilant *LC* (fig. 4.1), sub acțiunea unei tensiuni oarecare, exterioare, iau naștere oscilații armonice întreținute (sinusoidale), avînd frecvența de oscilație la rezonanță

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.1}$$

Circuitul oscilant ideal (fig. 4.1, *a*) nu poate fi realizat. Pierderile circuitului oscilant real (fig. 4.1, *b*) sînt reprezentate de rezistența $r$ a bobinei și de conductanța de pierderi a condensatorului , $R$ (o rezistență relativ mare conectată în paralel). Oscilațiile unui astfel de sistem real nu pot fi între-

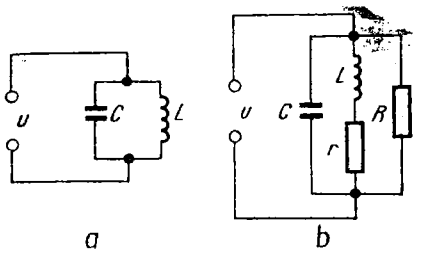



Fig. 4.1. Circuite oscilante, ideal (*a*) și real (*b*).

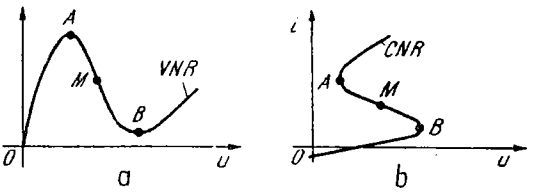



Fig. 4.2. Caracteristicile tensiune-curent ale dispozitivelor VNR (*a*) și CNR (*b*).

ținute din cauza pierderilor în bobină și condensator. Pentru a realiza oscilații întreținute în circuitul oscilant real este necesar să se compenseze energia pierdută, cu energie adusă din exterior. Acest lucru se realizează în principiu cu ajutorul unei „rezistențe negative".

Dacă se reușește compensarea energiei pierdute în rezistența circuitului, cu energia furnizată de „rezistența negativă", oscilațiile sistemului se pot întreține, avînd amplitudinea constantă.

Elemente cu rezistență dinamică negativă se întîlnesc des în electronică. Dintre cele cunoscute se menționează *dispozitivele VNR* (rezistență negativă controlată prin tensiune — Voltage controlled Negative Resistor) și *dispozitivele CNR* (rezistență negativă controlată prin curent — Current controlled Negative Resistor), ale căror caracteristici sînt prezentate în fig. 4.2. Tetroda cu vid și dioda tunel au caracteristici de tip *VNR*, iar tranzistoarele unijoncțiune prezintă la bornele emitor-bază o caracteristică de tip *CNR*. Punctul static de funcționare *M* al *VNR* și *CNR* se alege pe porțiunea *AB* (a rezistenței negative) din caracteristica tensiune-curent.

În fig. 4.3 se prezintă un circuit cu rezistență dinamică negativă ($R_N$), a cărui impedanță paralelă este

$$R_p = \frac{L}{CR} \tag{4.2}$$

unde $R$ este rezistența de pierderi a bobinei. Dacă rezistența paralelă $R_p$ are valoarea egală cu rezistența negativă $R_N$, atunci rezistența totală echivalentă în paralel a circuitului este infinită, iar pierderile de energie în circuitul oscilant sînt nule. Prin urmare, oscilatorul va putea menține oscilațiile armonice cu amplitudini constante, pe baza condiției de oscilație

$$R_N \leqslant \frac{L}{CR} \tag{4.3}$$

frecvența oscilațiilor fiind egală cu frecvența de rezonanță a circuitului (4.1).

În continuare vor fi prezentate schemele de principiu ale oscilatoarelor cu diodă tunel.

*Oscilatorul cu diodă tunel în montaj serie* (fig. 4.4, *a*) are dioda *D* conectată în serie cu bobina *L*. Punctul de funcționare al diodei se alege la mijlocul porțiunii *AB* a caracteristicii (fig. 4.2, *a*), care corespunde unei tensiuni $u_d$ și unui curent $i_d$. În circuitul echivalent al diodei (fig. 4.4, *b*), $L_d$ este inductivitatea, $R_d$—rezistența, $C_d$— capacitatea, iar $R_N$—rezistența negativă a diodei.

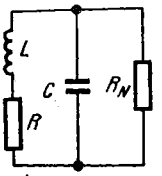



Fig. 4.3. Schema unui circuit cu rezistență dinamică negativă.

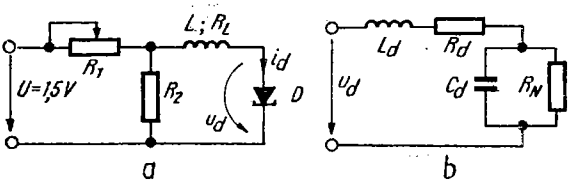



Fig. 4.4. Schema de principiu a oscilatorului cu diodă tunel în montaj serie (*a*) și schema echivalentă a diodei tunel (*b*).

Într-un exemplu, $i_d = 10\,\text{mA}, L_d = 5\,\text{nH}$, $R_d = 1\ \Omega$, $R_n = -25\ \Omega$ și $C_d = 10 \ldots 20$ pF. În general, pentru circuitul echivalent se poate scrie

$$\underline{Z} = R_d + j\omega L_d + \frac{1}{G_N + j\omega C_d} \tag{4.4}$$

unde $G_N = \dfrac{1}{-R_N}$ este conductanța diodei tunel. Frecvența la care partea reală a impedanței se anulează

$$f_t = \frac{1}{2\pi R_N C_d}\sqrt{\frac{R_N}{R_d} - 1} \tag{4.5}$$

se numește *frecvență de tăiere rezistivă*, iar frecvența la care partea imaginară a impedanței $\underline{Z}$ se anulează

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_d C_d} - \frac{1}{(R_N C_d)^2}} \tag{4.6}$$

se numește *frecvență de rezonanță* a diodei tunel.

Ținînd seama de întreg circuitul și făcînd notațiile

$$L_t = L + L_d,$$

$$R_t = R_L + R_d + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

relația (4.6) devine

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_t C_d} - \frac{R_t}{L_t C_d R_N}} \tag{4.7}$$

care reprezintă *frecvența de oscilație* a oscilatorului cu diodă tunel în montaj serie, cu condițiile de amorsare

$$R_t < R_N \leqslant \frac{L_t}{R_t C_d} \tag{4.8}$$

Acest oscilator are o slabă stabilitate a frecvenței (4.7) și de aceea se utilizează mai mult *oscilatorul cu diodă tunel în montaj paralel* (fig. 4.5, *a*), sau în montaj serie-paralel (fig. 4.5, *b*), la care condiția de amorsare este (într-o formă aproximativă):

$$R_N = \frac{L_t}{(R_L + R_d)(C + C_d)} \tag{4.9}$$

unde $L_t$ este inductivitatea echivalentă a circuitului.

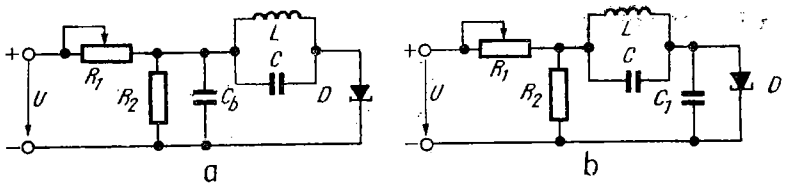



Fig. 4.5. Schema de principiu a oscilatorului cu diodă tunel în montaj paralel (*a*) și în montaj serie-paralel (*b*).

În cazul *oscilatorului cu diodă tunel în montaj serie-paralel* frecvența de oscilație se deduce tot din (4.6) și are valoarea

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L_t(C + C_1 + C_d)} - \frac{1}{R_N^2(C_1 + C_d)(C + C_1 + C_d)}} \tag{4.10}$$

La o analiză mai aprofundată se constată că oscilatorul cu diodă tunel în montaj paralel furnizează o putere mai mare, iar cel serie-paralel are o stabilitate a frecvenței de oscilație (4.10) mult mai bună.

## 4.3. OSCILATOARE CU REACȚIE

### 4.3.1. AMORSAREA OSCILAȚIILOR ȘI LIMITAREA AMPLITUDINII DE OSCILAȚIE

Dacă în expresia cunoscută a amplificării $A_{ur}$ a amplificatoarelor cu reacție negativă

$$\underline{A}_{ur} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{A}_u}{1 + \underline{\beta}\underline{A}_u}$$

se impune o reacție pozitivă, atunci $A_{ur}$ devine

$$A_{ur0} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{A}_u}{1 - \underline{\beta}\underline{A}_u} \tag{4.11}$$

Se pune condiția $\underline{U}_1 = 0$, adică se scurtcircuitează intrarea amplificatorului cu reacție pozitivă și se constată din (4.11) că (fig. 4.6):

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_2 \frac{1 - \underline{\beta}\underline{A}_u}{\underline{A}_u} = 0;$$

$$1 - \underline{\beta}\underline{A}_u = 0 \tag{4.12}$$

deci amplificarea $A_{ur0}$ trebuie să fie infinită. În realitate, amplificarea $A_{ur0}$ este limitată de neliniaritatea elementelor de circuit. Relația (4.12) se numește *condiția Barkhausen* de autooscilație.

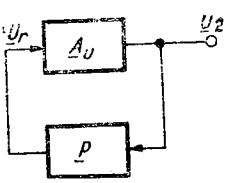



Fig. 4.6. Schema-bloc a unui oscilator cu reacție.

Cu notațiile:

$$\underline{A}_u = A_u e^{j\varphi_a} \tag{4.13}$$

$$\underline{\beta} = \beta e^{j\varphi_b} \tag{4.14}$$

relația (4.12) devine succesiv

$$\underline{\beta A_u} = 1$$

$$\beta\, e^{j\varphi_b} A_u\, e^{j\varphi_a} = 1$$

$$\beta A_u\, e^{j(\varphi_a + \varphi_b)} = 1$$

$$\beta A_u = 1 \tag{4.15}$$

$$\varphi_a + \varphi_b = 0 + 2\pi k \tag{4.16}$$

unde $\varphi_a$ este defazajul dintre semnalul de ieșire $\underline{U}_2$ și semnalul de intrare $\underline{U}_1$, $\varphi_b$ —defazajul dintre semnalul de reacție $\underline{U}_r$ și semnalul de ieșire $\underline{U}_2$ iar $k = 0, 1, 2, \ldots$

Relația (4.15) este *condiția de modul* sau de amplitudine și arată că oscilatorul trebuie să compenseze cu amplificarea $A_u$ atenuarea $\beta$ introdusă de rețeaua de reacție.

Relația (4.16) este *condiția de fază* și arată că defazajul total introdus de amplificator și rețea trebuie să fie un multiplu întreg de $2\pi$, deci semnalul de reacție trebuie să fie în fază cu semnalul de intrare.

Rezultă că rețeaua de reacție trebuie să introducă un defazaj nul la un defazaj de $2k\pi$ al amplificatorului (cu un număr par de etaje), sau de defazaj de 180°, la un defazaj de $(2k + 1)\pi$ al amplificatorului (cu un număr impar de etaje).

Deoarece defazajul rețelelor de reacție este în funcție de frecvență, iar condiția de fază este îndeplinită doar pentru o singură frecvență, rezultă că oscilațiile generate trebuie să fie sinusoidale, în conformitate cu soluția generală (4.20) a ecuației diferențiale de ordinul doi (4.17) care caracterizează sistemul (oscilatorul). În general, oscilațiile libere apar în sisteme caracterizate de ecuația

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2R\omega_0 \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 = 0 \tag{4.17}$$

în care $x$ este o mărime a sistemului fizic, în funcție de timp, care se modifică cu frecvența $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, iar $R$ este *coeficientul de amortizare*. Din ecuația caracteristică

$$r^2 + 2R\omega_0 r + \omega_0^2 = 0$$

rezultă rădăcinile

$$r_{1,2} = -R\omega_0 \pm j\omega_0\sqrt{1 - R^2} \tag{4.18}$$

și deci soluția generală a ecuației diferențiale

$$x(t) = C\, e^{-R\omega_0 t} \cos(\omega_0 t\sqrt{1 - R^2} + \varphi) \tag{4.19}$$

unde $C$ și $\varphi$ sînt constante de integrare.

Deși modelul liniar caracterizat de ecuația (4.17) nu se regăsește în oscilatoarele reale (funcționarea acestora fiind descrisă de ecuații diferențiale neliniare), totuși, o analiză de principiu este acceptabilă.

Se observă că condiția de autooscilație (4.12) este îndeplinită numai dacă în (4.19), $R = 0$:

$$x(t) = C \cos(\omega_0 t + \varphi) \tag{4.20}$$

adică $x(t) = u_0(t)$ este o sinusoidă cu faza inițială $\varphi_0 = 90° + \varphi$.

Evident, dacă $1 > R > 0$, oscilațiile sînt amortizate (ceea ce este posibil practic), iar dacă $R < 0$, oscilațiile sînt amplificate pînă la infinit (ceea ce nu este posibil practic). Aceasta înseamnă că dacă $\beta A_u < 1$, oscilațiile vor fi atenuate (vor înceta), iar dacă $\beta A_u > 1$, oscilațiile se vor amplifica pînă cînd un element neliniar atașat amplificatorului va limita amplitudinea oscilațiilor. În practică se alege $\beta A_u = 1{,}05 \ldots 1{,}1$, iar amplitudinea oscilațiilor se limitează cu elemente neliniare, active sau pasive.

*Limitarea prin neliniaritățile elementului activ* se constată mai ales la oscilatoarele cu tranzistoare bipolare, la care curentul de colector ajunge la o saturație pronunțată cînd tensiunea de reacție depășește o anumită valoare și la care, în același timp, rezultă o scădere accentuată a pantei medii la creșterea amplitudinii tensiunii de reacție, pentru un curent mediu de colector constant. Prin urmare, este posibilă limitarea și stabilizarea amplitudinii de oscilație prin menținerea componentei medii a curentului de colector la o valoare constantă, cu ajutorul unui generator de curent constant, asigurîndu-se astfel amorsarea și menținerea oscilațiilor cu amplitudini egale.

*Limitarea cvasiliniară* a amplitudinii de oscilație se constată la oscilatoarele dotate special în acest scop cu rezistoare (controlate de tensiuni continue obținute prin redresarea undei generale a oscilatorului). Elemente cvasiliniare pot fi: becuri de incandescență, termistoare, tranzistoare cu efect de cîmp etc.

### 4.3.2. OSCILATOARE LC

Aceste oscilatoare sînt specifice benzilor de radiofrecvență, fiind utilizate în special în echipamentele de telecomunicații, telecomandă, în laboratoare etc. Oscilatoarele *LC* pot conține etaje de oscilație, separare și modulare, precum și subansamblurile: atenuator de amplitudine, volumetru electronic, sursă de tensiune stabilizată.

În fig. 4.7 sînt prezentate principalele circuite oscilante selective utilizate în *oscilatoarele în trei puncte*, precum și frecvențele lor de rezonanță. Dintre oscilatoarele *LC* cu reacție, cele mai răspîndite sînt cele în trei puncte, care folosesc un singur dispozitiv de amplificare (conectat în trei puncte, ca în fig. 4.8). Schema de principiu a oscilatorului din fig. 4.8 nu are menționate polarizările de c.c. Capacitățile tranzistorului TEC s-au presupus incluse în reactanțele $X$, iar rezistențele — incluse în rezistența echivalentă $R$. Tranzistorul TEC poate fi asimilat cu un generator de curent, $I_2 = g_m U_1$, unde $g_m$ este panta TEC.

Din relațiile (4.15) și (4.16) rezultă

$$\beta A_u = \frac{X_1 + X_M}{X_2 + X_M} g_m R = 1 \tag{4.21}$$

$$\varphi_a + \varphi_b = \operatorname{arctg} \frac{X_1 + X_2 + X_3 + 2X_M}{R} = 0,$$

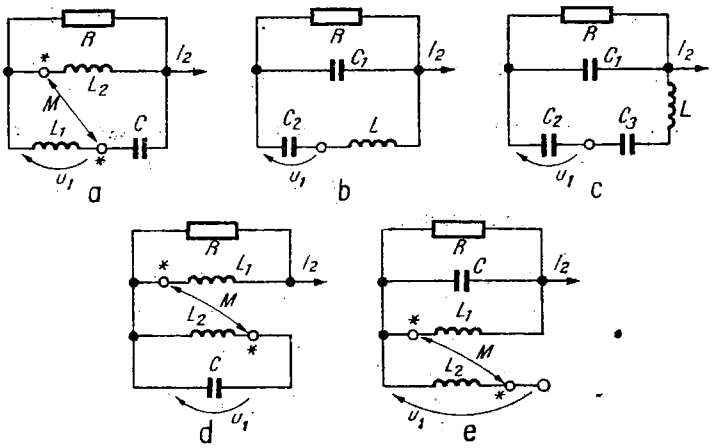



Fig. 4.7. Circuite selective utilizate în oscilatoarele $LC$, în trei puncte: *a* — tip Hartley, avînd frecvența de rezonanță $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L_1 + L_2 + 2M)}}$; *b* — tip Colpitts, cu $f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)}$; *c* — tip Clapp, cu $f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{L}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)}$; *d* — cu circuit acordat în grilă, poartă sau bază, cu $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C}}$; *e* — cu circuit acordat în anod, drenă sau colector, cu $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}}$.

sau:

$$X_1 + X_2 + X_3 + 2X_M = 0 \tag{4.22}$$

unde $X_M$ este reactanța de cuplaj dintre $X_1$ și $X_2$. Relațiile (4.21) și (4.22) sînt valabile numai pentru o singură frecvență (frecvența $f$ de oscilație a oscilatorului) și servesc la determinarea factorului de amplificare

$$A_u = g_m R = \frac{X_2 + X_M}{X_1 + X_M} \tag{4.23}$$

și a frecvenței $f$ din relația

$$\sum_{i=1}^{n}\left(2\pi f L_i - \frac{1}{2\pi f C_i}\right) = 0 \tag{4.24}$$

Din (4.23) se observă că expresiile $X_1 + X_M$ și $X_2 + X_M$ trebuie să aibă același semn, deci reactanța $X_3$ trebuie să fie de semn contrar cu $X_1 + X_M$ și $X_2 + X_M$, pentru a se putea respecta condiția (4.22), condiție care trebuie să fie respectată și de circuitele din fig. 4.7.

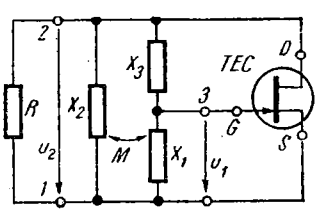



Fig. 4.8. Schema de principiu a oscilatorului în trei puncte cu TEC fără polarizări de curent continuu.

Reglajul frecvenței oscilatoarelor în trei puncte se asigură cu un condensator variabil sau cu o bobină variabilă. Pentru a se asigura stabilitatea de frecvență la șocuri și vibrații mecanice, reglajul frecvenței se realizează cu diode varicap. Peste frecvența de 100 MHz, oscilatoarele Hartley oscilează parazit pe alte frecvențe, datorită capacităților proprii ale tranzistorului; în aceste cazuri se folosesc oscilatoarele Colpitts și Clapp, care reduc ponderea capacităților tranzistorului (de exemplu $C_{gd}$, $C_{ds}$ și $C_{gs}$ din fig. 4.8).

O altă categorie importantă de oscilatoare *LC* cu reacție o constituie *oscilatoarele în contratimp* (fig. 4.9). Aceste oscilatoare (cu simetrie perfectă față de masă) au randamentul energetic relativ mare, distorsiuni reduse, frecvențe maxime ridicate (500 MHz). Frecvența de oscilație are expresia:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C}{2} + 2C_{gd} + \frac{C_{ds}}{2} + \frac{C_{gs}}{2}\right)}} \tag{4.25}$$

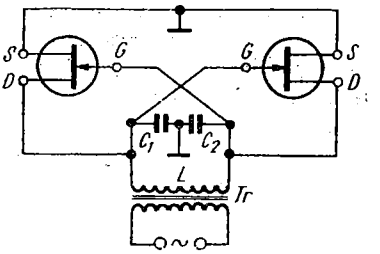



Fig. 4.9. Schema de principiu a oscilatorului *LC* în contratimp cu TEC, fără polarizări în curent continuu.

În fig. 4.10 se prezintă două tipuri de *oscilatoare cu circuite RLC* paralel și serie, a căror frecvență de oscilație este

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.26}$$

Oscilatorul *RLC* paralel folosește un amplificator neinversor, a cărui amplificare (neglijînd efectul impedanței circuitului acordat, la rezonanță)

$$A_u = 1 + \frac{R_0}{R} \tag{4.27}$$

îndeplinește condiția (4.15), factorul de reacție fiind

$$\beta = \frac{R}{R + R_0}$$

Oscilatorul *RLC* serie (fig. 4.10, *b*) are o reacție pozitivă (neselectivă) prin intermediul transformatorului $n_1/n_2$ și o reacție negativă (selectivă) prin circuitul *RLC*. La rezonanță, din relațiile (4.15) și (4.16) rezultă

$$\frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{R_d}{R + \frac{1}{g_m}} = 1 \tag{4.28}$$

unde $\frac{R_d}{R + \frac{1}{g_m}} = \beta$, iar $g_m$ este panta tranzistorului TEC. Frecvența de oscilație este dată de relația (4.26).

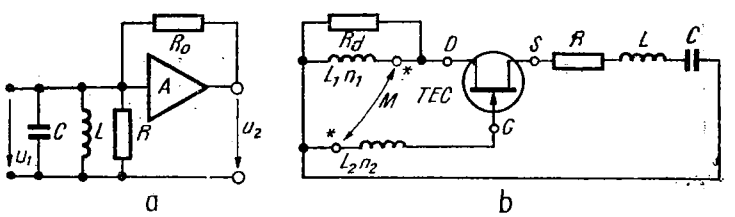



Fig. 4.10. Oscilatoare *RLC*:
*a* — paralel; *b* — serie (fără sursă de polarizare de c.c.);

*Controlul automat al amplitudinii* semnalului de ieşire, pentru oscilatoarele *LC* cu reacţie, se realizează de regulă cu un convertor alternativ-continuu, care produce la ieşire o tensiune continuă, proporţională cu amplitudinea tensiunii alternative, şi cu un amplificator de curent alternativ comandat de tensiunea continuă de la ieşirea convertorului.

*Stabilitatea frecvenţei* de oscilaţie la oscilatoarele *LC* se asigură printr-un factor de calitate $Q$ al circuitelor oscilante cu valoare ridicată

$$Q = R_p\sqrt{\frac{C}{L}} > 100 \tag{4.29}$$

unde $R_p$ este rezistenţa paralelă de pierderi a circuitului oscilant.

În continuare vor fi prezentate principalele scheme de oscilatoare *LC* cu reacţie.

### 4.3.2.1. Oscilatoare Hartley

Schema de principiu a oscilatorului Hartley este prezentată în fig. 4.11. Coeficientul de cuplaj $k = \frac{M}{\sqrt{L_1L_2}}$ poate fi considerat egal cu unitatea, dacă bobina este realizată pe un miez de ferită. În plus, dacă si valoarea raportului $C_3/M$ este mult mai mare de $10^{-4}$ [F/H], iar rezistenţele de pierderi $R_1$ şi $R_2$ sînt neglijabile, atunci frecvenţa de oscilaţie este (fig. 4.7, *a*).

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3(\sqrt{L_1}+\sqrt{L_2})^2}} \tag{4.30}$$

Această relaţie este valabilă şi pentru oscilatoarele Hartley din fig. 4.12, *a* (colector comun) şi fig. 4.12, *b* (drenă comună).

Figura 4.13, *a* reprezintă un exemplu de oscilator Hartley, la care frecvenţa de oscilaţie de 1 MHz nu este influenţată de sarcină. Pentru reducerea influenţei parametrilor tranzistorului bipolar asupra frecvenţei de oscilaţie, baza tranzistorului este conectată la o priză a circuitului oscilant, unde $n_1 = n_2 = n_3 = 15$ spire. Pe impedanţa de sarcină $R_s = 50\Omega$ se obţine o tensiune $u_2 = 1$ *V*, cu un coeficient de distorsiuni de 3%, în limita temperaturilor de 0°C ... 75°C.

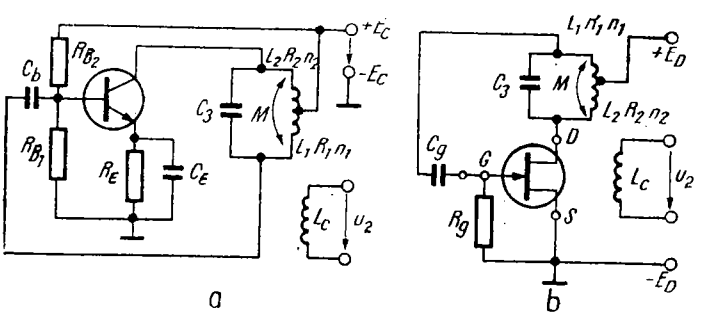



Fig. 4.11. Scheme de principiu ale oscilatoarelor Hartley:
*a* — cu tranzistor bipolar; *b* — cu tranzistor cu efect de cîmp.

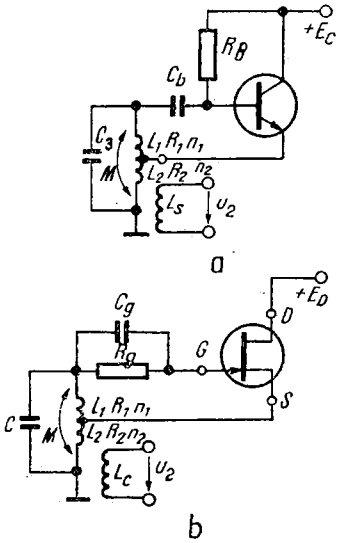



Fig. 4.12. Scheme de principiu ale oscilatoarelor Hartley:
*a* — în montaj colector comun; *b* — în montaj drenă comună.

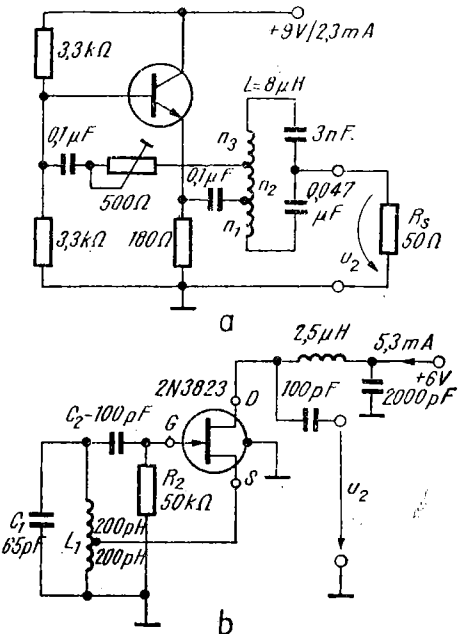



Fig. 4.13. Oscilatoare Hartley:
*a* — cu tranzistor bipolar; *b* — cu tranzistor cu efect de cîmp.

Oscilatorul Hartley cu tranzistor cu efect de cîmp din fig. 4.13, *b* are circuitul oscilant format din bobina $L_1$ cu priză mediană și condensatorul $C_1$, frecvența de oscilație fiind de 1 MHz. Tensiunea de ieșire se culege fie de pe $L_1$ ($u_2 = 1$ V), fie din drenă ($u_2 = 2{,}5$ V). Negativarea automată a tranzistorului se realizează cu ajutorul grupului $R_2C_2$ din grilă.

### 4.3.2.2. **Oscilatoare Colpitts**

Schema de principiu a oscilatorului Colpitts este prezentată în fig. 4.14. Dacă rezistența de pierderi $R_3$ a bobinei cu inductivitatea $L_3$ este neglijabilă și dacă se aleg capacitățile $C_1$ și $C_2$ suficient de mari, frecvența de oscilație a oscilatorului este (fig. 4.7, *b*)

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \tag{4.31}$$

Această relație este valabilă și pentru oscilatoarele Colpitts din fig. 4.15, *a* (colector comun) și fig. 4.15, *b* (drenă comună).

Figura 4.16, *a* reprezintă un exemplu de oscilator Colpitts, în montaj modificat, cu tranzistor MOS-TEC, la care circuitul oscilant este constituit din bobina $L_1$ și condensatoarele $C_1$, $C_2$ și $C_3$. Cu ajutorul condensatorului $C_1$ se poate regla frecvența de oscilație între 3,5 și 4 MHz. Divizorul de tensiune $C_4$, $C_5$ și $C_6$ se utilizează pentru micșorarea efectului de variație a capacităților tranzistorului MOS-TEC. Dioda $D_1$ asigură o tensiune de valoare con-

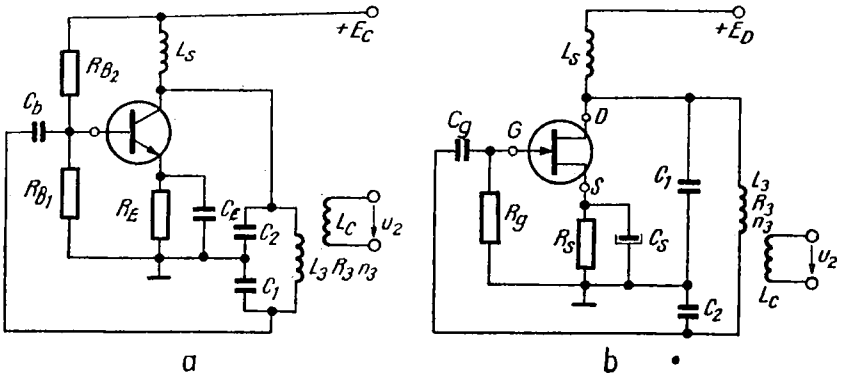



Fig. 4.14. Scheme de principiu ale oscilatoarelor Colpitts:
*a* — cu tranzistor bipolar; *c* — tranzistor cu efect de cîmp.

stantă a polarizării grilei, deci asigură o valoare constantă a frecvenței de oscilație.

Oscilatorul Colpitts cu tranzistor cu efect de cîmp, cu stabilizare a tensiunii de ieșire (la variațiile impedanței de sarcină) reprezentat în fig. 4.16, *b*, are tensiunea drenă-sursă la $T_1$ ($u_{DS1}$) limitată de rezistența variabilă a tran-

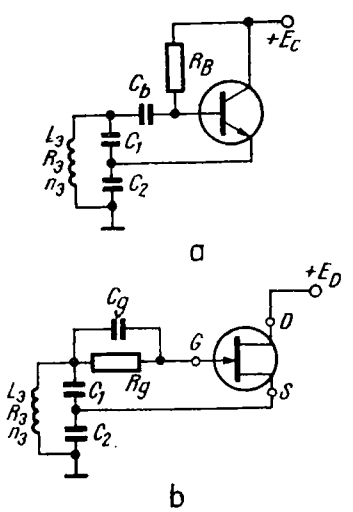



Fig. 4.15. Scheme de principiu ale oscilatoarelor Colpitts:
*a* — în montaj colector comun; *b* — în montaj drenă comună.

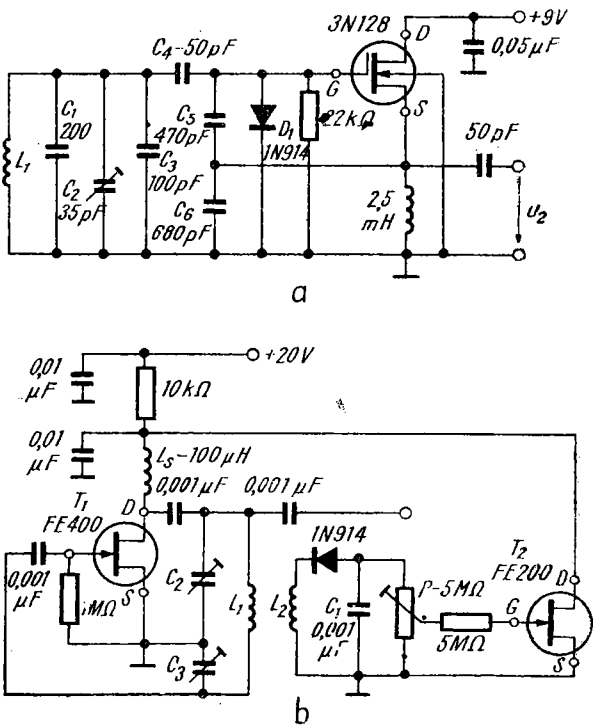



Fig. 4.16. Oscilatoare Colpitts:
*a* — modificat cu tranzistor TECMOS; *b* — cu tranzistor cu efect de cîmp, cu stabilizare a tensiunii de ieșire.

zistorului $T_2$, realizîndu-se astfel un control automat al amplificării oscilațiilor (care apar, în acest exemplu, cînd $u_{DS1} = 6$ V). Tensiunea de înaltă frecvență 200 ... 300 MHz este redresată de dioda $D_1$ și filtrată cu $C_1$ și $P$. Tensiunea continuă obținută se aplică grilei tranzistorului $T_2$, a cărui rezistență în c.c. variază cu impedanța de sarcină, ceea ce va modifica în mod corespunzător tensiunea de drenă $T_1$.

### 4.3.2.3. Oscilatoare Clapp

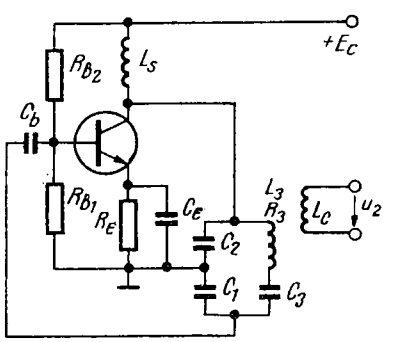
Schema de principiu a oscilatorului Clapp este prezentată în fig. 4.17 Dacă rezistența de pierderi $R_3$ este neglijabilă și dacă valoarea capacității $C_3$ este mult mai mică decît valorile capacităților $C_1$ și $C_2$ $\left(C_3 \ll \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\right)$, atunci frecvența de oscilație este

$$f = \frac{\sqrt{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}}{2\pi\sqrt{L_3}} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{L_3 C_3}} \tag{4.32}$$

Această relație este valabilă și pentru oscilatoarele Clapp din fig. 4.18, *a* (colector comun) și fig. 4.18, *b* (drenă comună).

### 4.3.2.4. Oscilator cu circuit oscilant în emitor

Reacția pozitivă la acest oscilator (fig. 4.19) se obține prin semnalul indus în înfășurarea cu inductivitatea $L_3$ a transformatorului $Tr_1$. Frecvența de oscilație este impusă de circuitul oscilant $L_1C_1$. Rezistența $R_3$ asigură stabili-



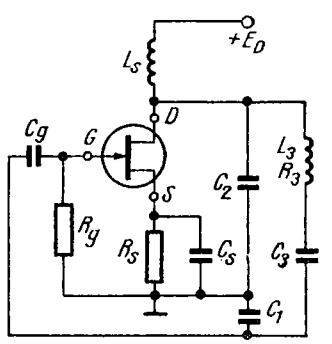




Fig. 4.17. Scheme de principiu ale oscilatoarelor Clapp:
*a* — cu tranzistor bipolar; *b* — cu tranzistor cu efect de cîmp.

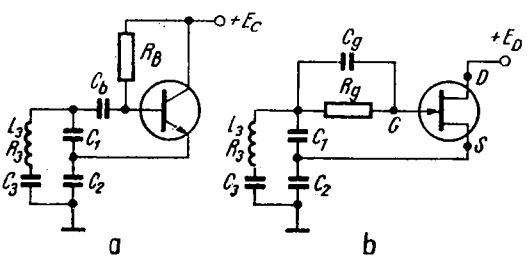



Fig. 4.18. Scheme de principiu ale oscilatoarelor Clapp:
*a* — în montaj colector comun; *b* — în montaj drenă comună.

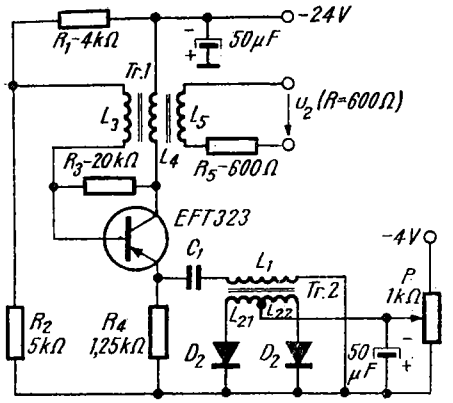



Fig. 4.19. Oscilator cu circuit acordat în emitor.

zarea amplificării tranzistorului, iar diodele $D_1$ și $D_2$ asigură stabilizarea amplitudinii oscilațiilor. Transformatoarele au rapoartele de transformare

$$\frac{n_3}{n_4} = \frac{1}{20} \text{ și } \frac{n_1}{n_{21}} = \frac{n_1}{n_{22}} = \frac{1}{8}$$

### 4.3.2.5. Oscilatoare cu circuit oscilant în colector, drenă, bază și grilă

În fig. 4.20 sînt prezentate schemele de principiu ale ăcestor oscilatoare. Oscilatorul cu circuit acordat în colector (fig. 4.20, *a*) este un caz particular al oscilatorului Hartley (fig. 4.11, *a*) la care $L_1 = R_1 = n_1 = 0$, iar $C_b$ se leagă în paralel cu $R_{B1}$. Dacă rezistența de pierderi $R_2$ este neglijabilă, frecvența oscilațiilor este

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}} \tag{4.33}$$

valabilă și pentru oscilatorul din fig. 4.20, *b*.

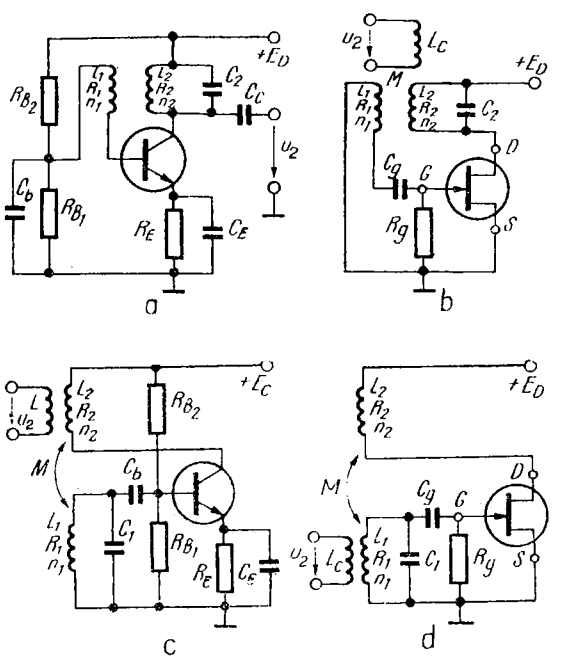



Fig. 4.20. Scheme de principiu ale oscilatoarelor cu circuit acordat:
*a* — în colector; *b* — în drenă; *c* — în bază; *d* — în grilă.

Dacă rezistența de pierderi $R_1$ a oscilatorului din fig. 4.20, *c* este neglijabilă, atunci frecvența oscilațiilor acestui oscilator este

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}} \tag{4.34}$$

valabilă și pentru oscilatorul din fig. 4.20, *d*.

### 4.3.3. OSCILATOARE CU REȚEA RC

Aceste oscilatoare au cea mai largă răspîndire și sînt specifice benzilor de joasă frecvență, fiind utilizate în diferite domenii ale electronicii industriale: telecomunicații, automatizări, aparatură electromedicală și de cercetare, măsurări electronice etc. Schema bloc a oscilatoarelor *RC*

este identică cu cea din fig. 4.6, cu mențiunea că rețeaua de reacție $\underline{\beta}$ se realizează cu elemente pasive (rezistențe și capacități).

Pentru îndeplinirea condiției de fază (4.16) oscilatoarele *RC* sînt prevăzute cu rețele de defazare. După tipul rețelei de defazare există *oscilatoare cu rețea de defazare de* $\pm 180°$, *oscilatoare cu rețea Wien* (cu defazaj nul) și *oscilatoare cu rețea dublu T* (cu defazaj nul). Ultimile două tipuri de rețele prezintă o caracteristică de atenuare dependentă de frecvență, iar oscilatoarele respective se numesc *selective*, spre deosebire de oscilatoarele cu rețea de defazare de $\pm 180°$ care se numesc *neselective*.

La frecvențe medii, *defazajul intern (parazit)* al amplificatorului este neglijabil, iar frecvențele de rezonanță $f_0$ și de oscilație a oscilatorului sînt egale. În acest caz, oscilatoarele se pot grupa în patru categorii:

— oscilatoare cu reacție pozitivă (fig. 4.21, *a*) pentru care (4.15) și (4.16) sînt:

$$\max.\ \underline{\beta A_u} = 1;\ \varphi_a = \varphi_b = 0; \tag{4.35}$$

— oscilatoare cu reacție pozitivă selectivă și reacție negativă de bandă largă (fig. 4.21, *b*) pentru care, la (4.35) se adaugă

$$\underline{A_{ur}} = \frac{\underline{U_2}}{\underline{U_1}} = \frac{\underline{A_u}}{1 + \underline{A_u}\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \tag{4.36}$$

unde $A_{ur} \ll A_u$; $A_{ur}$ reprezintă amplificarea în buclă închisă a amplificatorului cu reacție negativă, iar $A_u$ — în buclă deschisă;

— oscilatoare cu reacție negativă selectivă și reacție pozitivă de bandă largă (fig. 4.21, *c*) pentru care se poate scrie

$$\min.\ \underline{\beta A_u} = 1;\ \varphi_a = \varphi_b = 0; \tag{4.37}$$

— oscilatoare cu defazare (fig. 4.21, *a*) pentru care

$$\varphi_a = \varphi_b = \pm 180° \tag{4.38}$$

La frecvențe înalte, peste 10 MHz, relațiile (4.35) ... (4.38) nu mai sînt valabile, defazajul parazit al amplificatorului devenind important, iar eroarea frecvenței de oscilație — neacceptabilă.

*Controlul automat al amplitudinii oscilațiilor în oscilatoare RC* de frecvență variabilă se realizează cu amplificatoare liniare cu control automat al amplificării, care respectă relațiile (4.15) și (4.16). De exemplu, pentru oscilatoarele

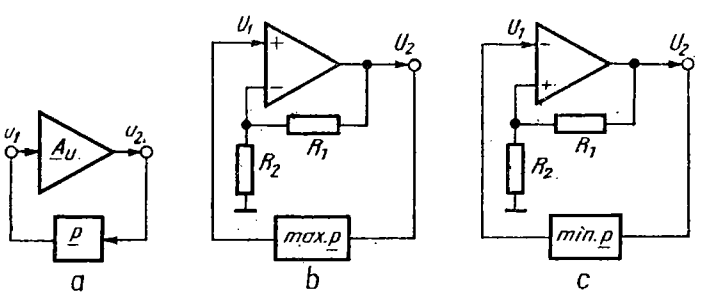



Fig. 4.21. Oscilatoare RC cu reacție:
*a* — pozitivă; *b* — pozitivă selectivă; *c* — negativă selectivă.

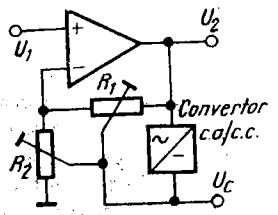



Fig. 4.22. Etaj cu control automat al amplificării oscilațiilor.

cu reacție pozitivă selectivă pentru care sînt îndeplinite relațiile (4.35) și (4.36) se poate folosi etajul cu reacție, cu control automat al amplificării prezentat în fig. 4.22, în care convertorul alternativ-continuu poate fi eliminat, dacă în loc de $R_1$ se folosesc termistoare, iar în loc de $R_2$ se folosesc becuri cu incandescență.

În continuare vor fi prezentate principalele scheme de oscilatoare $RC$ cu reacție.

### 4.3.3.1. Oscilatoare cu rețea de defazare*

În fig. 4.23 sînt prezentate patru tipuri de rețele de defazare.

Rețeaua trece-sus, cu ieșirea scurtcircuitată este alimentată de la un generator de curent (fig. 4.23, *a*) și are funcția de transfer

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{U}_1/\underline{Z}_c}{\underline{U}_1/\underline{Z}_{RC}} = \frac{\underline{Z}_c}{\underline{Z}_{RC}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

în care,

$$\underline{Z}_{RC} = \frac{R\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega RC} \text{ și } \underline{Z}_c = \frac{1}{j\omega C}$$

Deci

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \tag{4.39}$$

Defazajul dintre $\underline{I}_1 = I_1 e^{j\varphi_1}$ și $\underline{I}_2 = I_2 e^{j\varphi_2}$ are valoarea

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \text{arctg } \frac{1}{\omega RC} \tag{4.40}$$

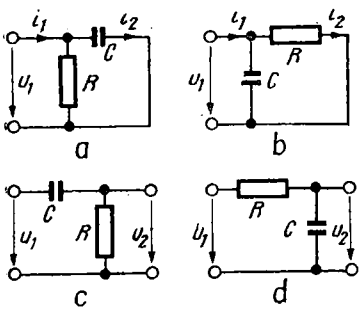



Fig. 4.23. Rețele de defazare:
*a* — trece-sus, alimentată de la un generator de curent; *b* — trece-jos, alimentată de la un generator de curent; *c* — trece-sus, alimentată de la un generator de tensiune; *d* — trece-jos, alimentată de la un generator de tensiune.

Frecvența de tăiere este

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \tag{4.41}$$

valabilă și pentru celelalte rețele.

În fig. 4.23, *b* este prezentată rețeaua trece-jos, cu ieșirea scurtcircuitată, alimentată de la un generator de curent, pentru care

$$\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \tag{4.42}$$

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \text{arctg } \omega RC \tag{4.43}$$

Rețeaua trece-sus (fig. 4.23, *c*) este alimentată de la un generator de tensiune, are ieșirea în gol, deci funcția de transfer și defazajul introdus au valorile

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \tag{4.44}$$

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \operatorname{arctg}\frac{1}{\omega RC} \tag{4.45}$$

În fig. 4.23, *d* este prezentată rețeaua trece-jos, alimentată de la un generator de tensiune pentru care se pot scrie relațiile

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \tag{4.46}$$

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = -\operatorname{arctg}\omega RC \tag{4.47}$$

Caracteristicile de transfer și de fază ale acestor rețele sînt prezentate în fig. 4.24, în care curba *1* satisface relațiile (4.39) și (4.44), curba *2* — relațiile (4.43) și (4.47), curba *3* — relațiile (4.42) și (4.46), iar curba *4* — relațiile (4.40) și (4.45).

Se constată că defazajul introdus de aceste rețele este cuprins între 0 și $\pm 90°$. Pentru obținerea defazajului general de $\pm 180°$ se utilizează practic minim trei rețele (maxim opt). La rețeaua de defazare trece-sus se obține un defazaj de 180°, deci din (4.16) și (4.38) rezultă

$$\varphi_a + \varphi_b = 360°, \tag{4.48}$$

iar la rețeaua de defazare trece-jos se obține un defazaj de $-180°$, deci din (4.16) și (4.38) rezultă

$$\varphi_a + \varphi_b = 0 \tag{4.49}$$

Oscilatoarele cu tranzistoare bipolare au rețeaua de reacție alimentată la un generator de curent, iar ieșirea rețelei este scurtcircuitată.

În fig. 4.25, *a* se prezintă schema de principiu a unui oscilator cu rețea de defazare trece-sus, iar în fig. 4.25, *b* — schema lui echivalentă. Rezistențele $R_{B1}$ și $R_{B2}$ se aleg astfel încît să se asigure polarizarea și stabilizarea termică a punctului de funcționare al tranzistorului. Dacă se calculează funcția de transfer globală (fig. 4.25, *b*), ca produsul celor trei matrici de transfer corespunzătoare celor trei cuadripoli

$$\frac{\underline{I}_B}{\underline{I}_2} = \left[\frac{\underline{I}_B}{\underline{I}_{23}}\right]\left[\frac{\underline{I}_{23}}{\underline{I}_{12}}\right]\left[\frac{\underline{I}_{12}}{\underline{I}_2}\right] = \mathrm{Re} + j\mathrm{Im} \tag{4.50}$$

din Im = 0 se obține frecvența de oscilație

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6 + 4R_c/R}} \tag{4.51}$$

iar din $\mathrm{Re} = \gamma_0$, cu $f = f_0$, se obține atenuarea de curent la frecvența de oscilație

$$\gamma_0 = 23 + \frac{29R}{R_c} + \frac{4R_c}{R} \tag{4.52}$$

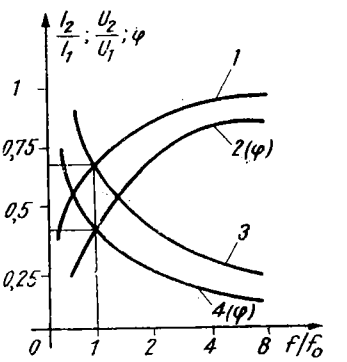



Fig. 4.24. Caracteristicile de transfer și de fază pentru rețeie de defazare:

*1* — transfer trece-sus; *2* — fază trece-jos; *3* — transfer trece-jos; *4* — fază trece-sus.

Alegînd $R_c = R$, rezultă

$$f_0' = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{10}} \text{ și } \gamma_0 = 56 \tag{4.53}$$

Pentru a afla atenuarea minimă se anulează derivata (4.52) și se obține succesiv

$$\frac{d\gamma_0}{dR} = \frac{29}{R_c} - \frac{4R_c}{R^2} = 0,$$

$$R_c = 2{,}7R$$

deci:

$$\gamma_{0min} = 45 \text{ și } f_{0m} = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{16{,}8}} \tag{4.54}$$

Din (4.54) rezultă că amplificatorul oscilatorului trebuie să asigure o amplificare minimă de curent (care să compenseze atenuarea):

$$\underline{A}_i = \underline{h}_{21e} = 1{,}1\gamma_0 \approx 50 \tag{4.55}$$

iar frecvența de oscilație este mai mică decît în cazul $R_c = R$.

Un oscilator cu rețea de defazare trece-jos și schema lui echivalentă sînt prezentate în fig. 4.26, pentru care se obțin, în mod similar, expresiile

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{6 + 4R/R_c} \tag{4.56}$$

$$\gamma_0 = 29 + \frac{23R}{R_c} + \frac{4R^2}{R_c^2} \tag{4.57}$$

$$f_0' = \frac{\sqrt{10}}{2\pi RC} \text{ și } \gamma_0' = 56 \tag{4.58}$$

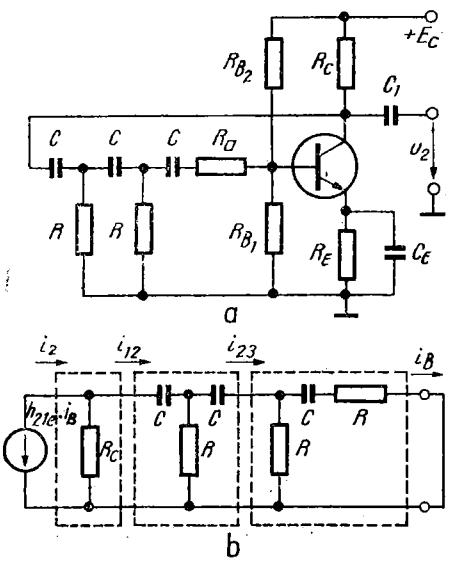



Fig. 4.25. Oscilator cu rețea de defazare trece-sus:
*a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă.

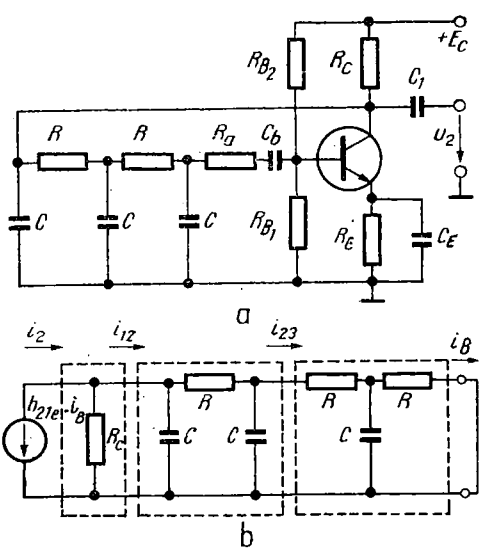



Fig. 4.26. Oscilator cu rețea de defazare trece-jos:
*a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă.

În fig. 4.27 se prezintă un oscilator cu rețea de defazare trece-sus cu tranzistor cu efect de cîmp și circuitul echivalent. Deoarece acest tranzistor poate fi considerat ca un generator de tensiune între drenă și sursă, avînd între grilă și sursă o impedanță infinită, este necesar ca oscilatorul să posede o rețea alimentată de la un generator de tensiune, ieșirea rețelei fiind în gol. Din fig. 4.27, *b* rezultă factorul de transfer

$$\frac{\underline{U}_d}{\underline{U}_g} = 1 - \frac{5}{\omega^2 R^2 C^2} - j\left(\frac{6}{\omega RC} - \frac{1}{\omega^3 R^3 C^3}\right) \tag{4.59}$$

din care se deduce frecvența de oscilație (egalînd partea imaginară cu zero)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \tag{4.60}$$

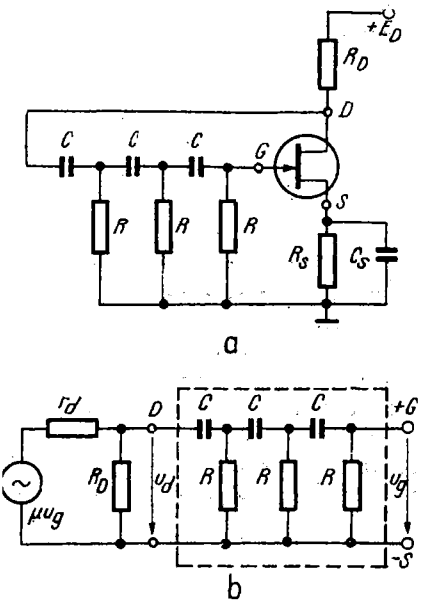



Fig. 4.27. Oscilator cu rețea de defazare trece-sus, cu tranzistor cu efect de cîmp: *a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă.

și factorul de atenuare de tensiune, la frecvența $f_0$ (egalînd partea reală cu $\gamma_0$)

$$\gamma_0 = \left| 1 - \frac{5}{\frac{1}{6R^2C^2} \cdot R^2C^2} \right| = 29 \tag{4.61}$$

Rezultă factorul de amplificare de tensiune necesar

$$A_u \geqslant 1{,}1\ \gamma_0 \approx 32 \tag{4.62}$$

În mod similar se obțin factorul de transfer, frecvența de oscilație, atenuarea și factorul de amplificare de tensiune și pentru oscilatorul cu rețea de

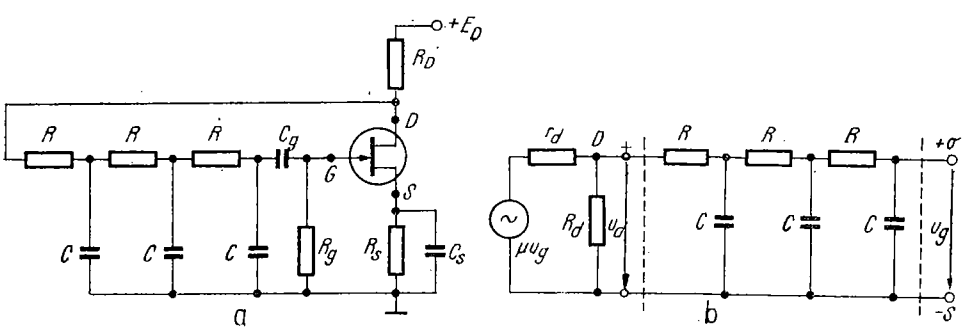



Fig. 4.28. Oscilator cu rețea de defazare trece-jos, cu tranzistor cu efect de cîmp: *a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă.

defazare trece-jos cu tranzistor cu efect de cîmp prezentat în fig. 4.28, *a*, avînd schema echivalentă în fig. 4.28, *b*.

$$\frac{\underline{U}_d}{\underline{U}_g} = 1 - 5\omega^2 R^2 C^2 - j(\omega^3 R^3 C^3 - 6\omega RC) \tag{4.63}$$

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \tag{4.64}$$

atenuarea $\gamma_0$ și amplificarea $A_u$, avînd aceleași valori cu cele din (4.61) și (4.62).

În fig. 4.29 se prezintă un exemplu de oscilator cu rețea de defazare trece-jos, în care, rezistența din colector este inclusă în rețeaua de defazare. Semnalul sinusoidal poate fi cules, fie de la ieșirea $A$ pe o rezistență de sarcină de 100 kΩ (amplitudinea semnalului 1 V cu maxim 3% distorsiuni), fie de la ieșirea $B$ pe o rezistență de sarcină de minim 1 MΩ (amplitudinea semnalului 0,3 V, cu maxim 1% distorsiuni), frecvența de oscilație fiind de 100 kHz, în limitele temperaturii montajului 0 ... 75°C. Frecvența de oscilație poate fi reglată cu condensatorul $C$ (simultan), iar amplitudinea semnalului se poate modifica cu potențiometrul $P$; se impune condiția

$$C_1, C_2, C_3 \geqslant 10C.$$

Oscilatorul cu rețea de defazare trece-sus din fig. 4.30 este realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp. Rețeaua de defazare conține patru grupe $RC$. Amplificarea etajului este

$$A_u = 1{,}1 \cdot \gamma_0 \approx 20$$

iar frecvența de oscilație are valoarea

$$f_0 = \frac{0{,}84}{2\pi RC} \approx 10 \text{ Hz}.$$

Cu ajutorul potențiometrului $R_1$ frecvența $f_0$ poate fi reglată între 7 și 13 Hz, iar cu potențiometrul $R_2$ se reglează amplificarea $A_u \geqslant 18{,}4$, astfel încît să se obțină distorsiuni minime.

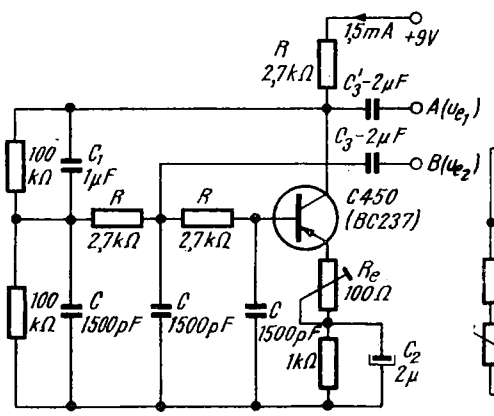



Fig. 4.29. Oscilator real cu rețea de defazare trece-jos.

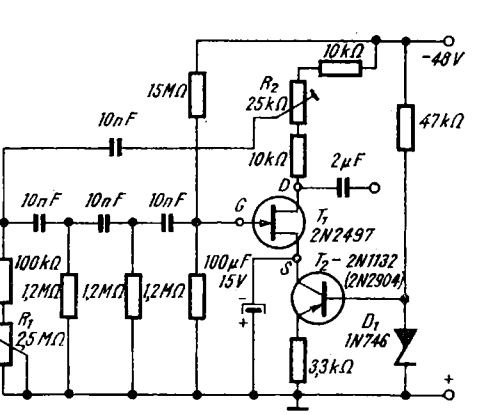



Fig. 4.30. Oscilator real cu rețea de defazare trece-sus.

### 4.3.3.2. Oscilator în cuadratură

În fig. 4.31, *a* se prezintă schema unui oscilator cu rețea trece-tot, la care $R_1$ și $R_2$ asigură controlul automat al amplificării ($R_1$—termistor, iar $R_2$—filament de bec). Frecvența de oscilație

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R'R''C'C''}} \tag{4.65}$$

se reglează cu $R'$.

O rețea trece-tot poate fi constituită din două amplificatoare operaționale și elemente $RC$ (fig. 4.31, *b*), având funcția de transfer

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{1 - \omega^2 R'R''C'C'' - j\omega(R'C' + R''C'')}{1 - \omega^2 R'R''C'C'' + j\omega(R'C' + R''C'')}$$

și frecvența de oscilație dată de relația (4.65).

Amplificarea $A_u$ este unitară, deci și factorul de reacție $\beta$ este unitar ($\beta A_u = 1$).

Dacă $R'C' = R''C''$ și pentru o anumită valoare a lui $R_d$, tensiunile $u_e$ și $u'_e$ se defazează între ele cu $\varphi_d = 90°$, motiv pentru care oscilatorul se numește *în cuadratură*. În general,

$$u_e = U_0 \sin \omega_0 t \tag{4.66}$$

$$u_e = U'_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_d) \tag{4.67}$$

unde $\varphi_d$ se poate regla cu $R_d$. Folosind și inversări de fază la $A_d$, se pot obține variații de defazaj $\varphi_d$ de la zero la 360°.

### 4.3.3.3. Oscilatoare cu rețea Wien

Puntea selectivă Wien poate fi alimentată de la un generator de tensiune (fig. 4.32, *a*), sau de la un generator de curent (fig. 4.32, *b*).

Puntea Wien din fig. 4.32, *a* conține o rețea trece-sus ($R_1C_1$) și o rețea trece-jos ($R_2C_2$), care introduc defazaje diferite, prima — un defazaj pozitiv, iar a doua — un defazaj negativ, existînd astfel posibilitatea ca între $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_2$ să se obțină un defazaj nul.

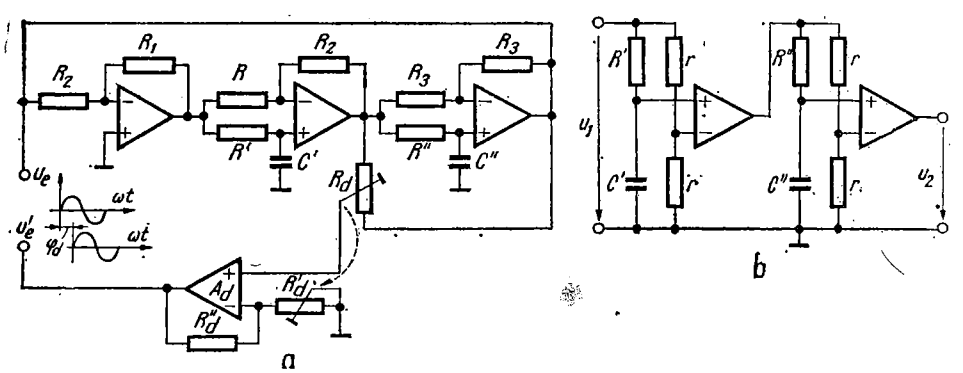



Fig. 4.31. Oscilator cu rețea de defazare în cuadratură (*a*) și filtrul trece-tot (*b*).

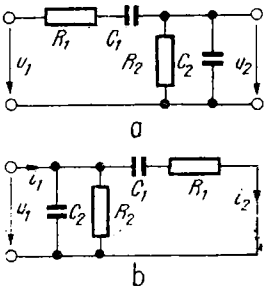



Fig. 4.32. Rețea Wien alimentată de la un generator: *a* — de tensiune; *b* — de curent.

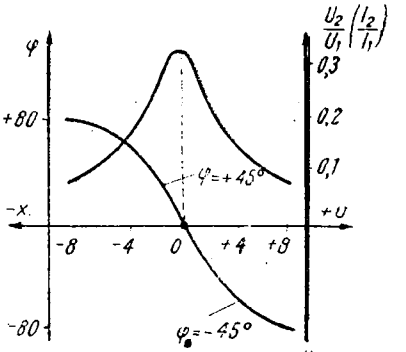



Fig. 4.33. Caracteristicile de transfer și de fază pentru rețele Wien.

Funcția de transfer a punții este

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{I}_1\underline{Z}_2}{\underline{I}_1\underline{Z}_{12}} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2} + \mathrm{j}\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)} \tag{4.68}$$

**unde,**

$$\underline{Z}_2 = \frac{R_2 \frac{1}{\mathrm{j}\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C_2}}$$

și

$$\underline{Z}_{12} = R_1 + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C_1} + \underline{Z}_2$$

Anulînd componenta imaginară

$$\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1} = 0$$

rezultă frecvența de oscilație

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{4.69}$$

Dacă $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$ și se fac notațiile $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, $x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$

rezultă funcția de transfer

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{1}{3 + \mathrm{j}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} = \frac{1}{3 + \mathrm{j}x} \tag{4.70}$$

sau, în modul (fig. 4.33)

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{9 + x^2}} \tag{4.71}$$

Cu notațiile $\underline{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_1}$ și $\underline{U}_2 = U_2 e^{j\varphi_2}$ se obține defazajul (fig. 4.33)

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \operatorname{arctg}\left(-\frac{x}{3}\right) \tag{4.72}$$

Funcția de transfer a rețelei Wien alimentată la un generator de curent (fig. 4.32, *b*) este

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{\underline{U}_1/\underline{Z}_1}{\underline{U}_1/\underline{Z}_{12}} = \frac{\underline{Z}_{12}}{\underline{Z}_1} = \frac{\dfrac{\underline{Z}_1\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1+\underline{Z}_2}}{\underline{Z}_1} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1+\underline{Z}_2}$$

unde,

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$$

și

$$\underline{Z}_2 = \frac{R_2\dfrac{1}{j\omega C_2}}{R_2+\dfrac{1}{j\omega C_2}},$$

deci

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{1+\dfrac{R_1}{R_2}+\dfrac{C_2}{C_1}+j\left(\omega R_1 C_2 - \dfrac{1}{\omega R_2 C_1}\right)} \tag{4.73}$$

identică cu (4.68), deci și frecvența de oscilație este identică cu (4.69).

De regulă $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$, $\varphi = 0$ și rezultă, pentru toate punțile Wien

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{3}; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{4.74}$$

Cele mai răspîndite oscilatoare *RC* utilizează punți Wien. Schema de principiu a unui oscilator *RC* cu punte Wien este identică cu cea din fig. 4.21, *b*, la care există posibilitatea de a păstra etalonarea de frecvență, mărind rezistența $R_2$ și micșorînd capacitatea $C_2$ (fig. 4.32) față de valorile etalonate, astfel încît să se neutralizeze efectul de șuntare de către impedanța de intrare. Oscilatorul din fig. 4.21, *b*, utilizînd amplificatorul din fig. 4.22 se încadrează în categoria definită de relațiile (4.35) și (4.36). Frecvența de oscilație (4.69) se poate modifica decadic (în trepte), menținîndu-se constante rapoartele $C_1/C_2$ sau $R_1/R_2$, pentru ca tensiunea $u_2$ să nu se schimbe în funcție de frecvență. De exemplu, pentru $R_1 = R_2 = 1 \ldots 10$ kΩ (folosind potențiometre duble) se poate obține un domeniu de frecvență $f_0 = 0{,}1$ Hz ... 10 kHz, sau, pentru $C_1 = C_2 = 50 \ldots 500$ pF (folosind condensatoare variabile duble) se poate obține un domeniu de frecvență $f_0 = 10$ Hz ... 10 MHz. Posibilitatea varierii frecvenței și stabilizarea în limite foarte strînse a amplitudinii oscilațiilor constituie principalele avantaje ale oscilatoarelor *RC* cu punte Wien.

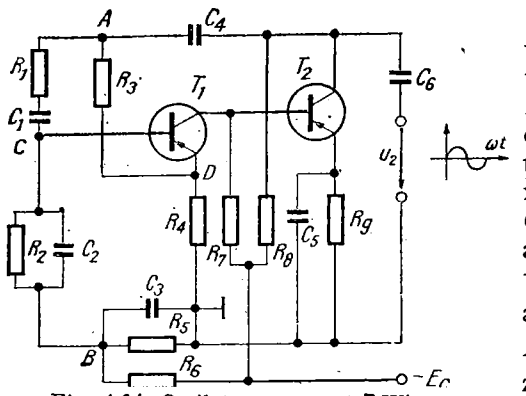



Fig. 4.34. Oscilator cu punte Wien.

În fig. 4.34 se prezintă schema unui oscilator cu punte Wien, puntea fiind formată din două brațe $R_1C_1$ și $R_2C_2$ (cu reactanțe) și din două brațe $R_3$ și $R_4$ (fără reactanțe). În diagonala $AB$ se aplică semnalul de la ieșire, iar în diagonala $CD$ se conectează amplificatorul $T_1$, a cărui bază este polarizată de rezistențele $R_5$ și $R_6$. Condensatorul $C_3$ are rolul de a decupla rezistența $R_5$. Amplitudinea oscilațiilor se reglează cu $R_3$ (termistor), sau cu $R_4$ (filament de bec).

Cele mai ridicate performanțe de oscilatoare $RC$ cu punte Wien se obțin cu circuite integrate.

În fig. 4.35 sînt prezentate două oscilatoare integrate cu punte Wien. În primul caz (*a*) stabilizarea se face cu un termistor, $R$ 53 (se mai poate face și cu filament de bec, sau diode cu siliciu, în alte scheme de montaj), iar în al doilea caz (*b*) stabilizarea se face cu un tranzistor cu efect de cîmp montat în serie cu bucla de reacție negativă).

Pentru valorile elementelor din schema oscilatorului echipat cu amplificatorul operațional μA741, se obține o frecvență de oscilație de 1 kHz, la o tensiune de ±3 V, cu 0,1% distorsiuni. (Termistorul $R53$ are valoarea de 940 Ω la temperatura de lucru.) Performanțe similare se obțin și cu oscilatorul dotat cu amplificator operațional μA 749 (sau cu μA 702 A, în altă schemă de montaj).

### 4.3.3.4. Oscilatoare cu rețea dublu T

Circuitele selective T podit și dublu T permit îndeplinirea condiției (4.16), deci pot fi folosite pentru realizarea oscilatoarelor $RC$ cu reacție.

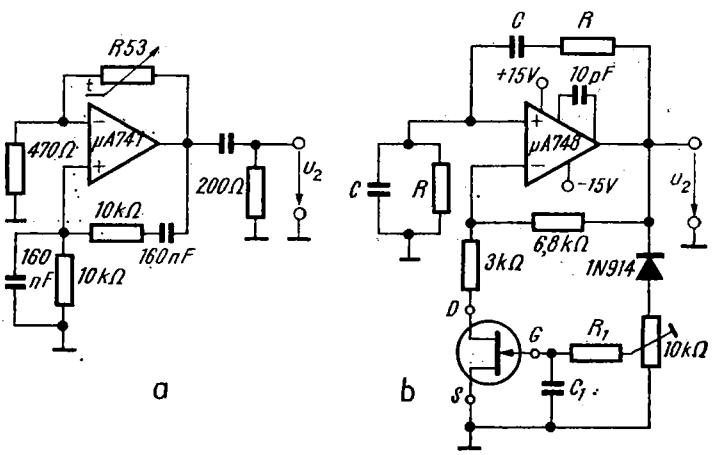



Fig. 4.35. Oscilatoare cu rețea Wien cu amplificator operațional integrat:
*a* — cu stabilizare prin termistor; *b* — cu stabilizare prin TEC.

Oscilatoarele cu rețea T podit, deși oferă posibilitatea reglării frecvenței, au o slabă selectivitate, motiv pentru care sînt rar utilizate.

Mai des utilizată este rețeaua dublu T (fig. 4.36 *a*) formată din doi cuadripoli conectați în paralel: filtrul trece-jos ($R$, $R$ și $C/K$) și filtrul trece-sus ($C$, $C$ și $KR$).

Funcția de transfer a rețelei dublu T este

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{KR^3 - \frac{2K^2R}{\omega^2C^2} - j\left(\frac{2K^2R^2}{\omega C} - \frac{K}{\omega^3C^3}\right)}{KR^3 - \frac{2K^2 + 2K + 1}{\omega^2C^2}R - j\left(\frac{2K^2 + 2K + 1}{\omega C}R^2 - \frac{K}{\omega^3C^3}\right)} \tag{4.75}$$

Modulul $\frac{U_2}{U_1}$ și defazajul $\varphi$ ai funcției de transfer sînt reprezentați grafic, în funcție de frecvență, în fig. 4.36, *b* și *c*. Defazajul $\varphi$ se obține din relația

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$$

unde $\varphi_1$ și $\varphi_2$ sînt fazele inițiale ale tensiunilor

$$\underline{U}_1 = U_1 e^{j\varphi_1}$$

$$\underline{U}_2 = U_2 e^{j\varphi_2}$$

Se constată că pentru frecvența de oscilație

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \tag{4.76}$$

funcția de transfer are expresia

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = K\frac{2K - 1}{2K^2 + K + 1} \tag{4.77}$$

din care rezultă că pentru $K = \frac{1}{2}$ aceasta se anulează, adică $U_2 = 0$, atenuarea rețelei este teoretic infinită, deci și amplificarea etajului trebuie să fie teoretic infinită.

Dacă se egalează cu zero derivata funcției de transfer (4.77) se obține

$$4K^2 + 4K - 1 = 0$$

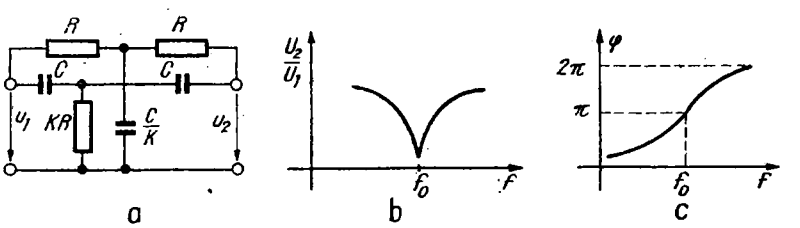



Fig. 4.36. Rețea selectivă dublu T(*a*) și caracteristicile ei de transfer (*b*) și de fază (*c*).

cu rădăcina pozitivă

$$K = 0{,}207 \approx \frac{1}{5} \tag{4.78}$$

pentru care atenuarea (partea reală a funcției de transfer 4.75) este minimă:

$$\gamma_0 = -10{,}66 \tag{4.79}$$

Semnul negativ al atenuării arată că $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = 180°$ (fig. 4.36, *c*). Acest defazaj se menține pentru

$$0 < K \leqslant 0{,}5 \tag{4.79}$$

și cu condiția ca rețeaua să aibă ieșirea în gol (condiție îndeplinită de relația 4.75).

Oscilatoarele cu tranzistoare bipolare cu rețea dublu T cu un singur etaj sînt mai puțin utilizate deoarece impedanța de intrare a etajului este relativ mică. În fig. 4.37 se prezintă un oscilator cu șase tranzistoare bipolare, avînd frecvența nominală de oscilație de 1 $kH_Z$ (cu posibilitatea de reglare, între 100 Hz și 10 kHz, prin modificarea valorilor *RC* ale rețelei dublu T, conform relației 4.76). Rețeaua îndeplinește condiția (4.79), avînd $K = \frac{1}{2}$. Amplificatorul conține două etaje repetoare pe emitor ($T_1$ și $T_2$), un etaj de amplificare ($T_3$) și un etaj de ieșire repetor pe emitor ($T_4$). Datorită modului de cuplare a etajelor, amplificatorul are o bună stabilitate termică și un număr redus de componente. Impedanța de intrare a amplificatorului (20 MΩ) este mare în comparație cu impedanța de ieșire a rețelei dublu T, iar impedanța de ieșire a amplificatorului (200 Ω) este mică în comparație cu impedanța de intrare a rețelei dublu T, adică se poate considera că este îndeplinită condiția de ieșire în gol a rețelei, rezultînd un defazaj minim la frecvența de lucru a oscilatorului de 181°. Tranzistorul $T_5$ asigură, împreună cu tranzistorul $T_6$ (utilizat ca diodă Zener cu $U_z = 9 \ldots 10$ V), stabilizarea tensiunii de alimentare a oscilatorului. Grupul $C_0$, $T_5$ și $T_6$ are și rolul de filtru, care izolează oscilatorul de variațiile impedanței de ieșire a sursei de alimentare. Rezistența $R_p$ are rolul de a proteja stabilizatorul la eventualele conectări greșite ale sursei de tensiune. Curentul total absorbit de la sursă (0,735 mA) se distribuie astfel: $i_1 = 0{,}01$ mA, $i_2 = 0{,}025$ mA, $i_3 = 0{,}2$ mA, $i_4 = 0{,}3$ mA și $i_5 = 0{,}2$ mA).

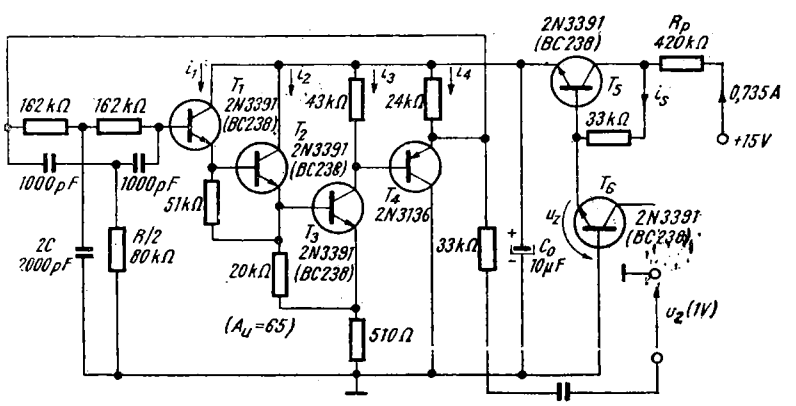



Fig. 4.37. Oscilator cu rețea dublu T, cu tranzistoare bipolare.

Un oscilator cu amplificator operațional, cu rețea dublu T, îndeplinind condiția (4.79), tot pentru $K = \frac{1}{2}$ se prezintă în fig. 4.38. Rețeaua este montată între borna de ieșire și borna inversoare a amplificatorului operațional și realizează o reacție negativă selectivă. Grupul $R_1R_2$ realizează o reacție neselectivă. Cînd frecvența de oscilație ajunge la valoarea $f_0$ (4.76), tensiunea de la borna inversoare a amplificatorului se anulează, deci se anulează și reacția negativă, avînd loc amorsarea oscilațiilor (menținute în continuare pe baza reacției pozitive). Factorul de reacție pozitivă se reglează cu $R_1$ ($R_1 \ll R_2$).

Oscilatoarele cu rețea dublu T, cu tranzistoare cu efect de cîmp (fig. 4.39) sînt mai răspîndite, deoarece impedanța de intrare a etajului este cu mult mai mare decît în cazul etajului cu tranzistor bipolar. La acest oscilator, realizat cu un singur tranzistor cu efect de cîmp, amplitudinile oscilațiilor se limitează prin neliniaritatea caracteristicii tranzistorului. Rețeaua dublu T (cu $K = \frac{1}{5}$) asigură o atenuare minimă (4.78), la un defazaj de 180° (4.79), deci amplificarea etajului este

$$A_u = 1{,}1\,\gamma_0 \approx 12 \tag{4.80}$$

### 4.3.4. OSCILATOARE CU CUARȚ

Dacă un cristal de cuarț este supus unui efort mecanic, pe fețele lui apar sarcini electrice de semn contrar, deci apare o tensiune electrică. Fenomenul, cunoscut sub numele de *efect piezoelectric direct* este reversibil, adică aplicînd o tensiune pe fețele cristalului de cuarț, apare o deformare mecanică a cristalului. Cristalul de cuarț are o anumită frecvență mecanică proprie de rezonanță cuprinsă între 4 kHz și 50 MHz, în funcție de dimensiunile geometrice ale cristalului și de modul de tăiere în raport cu axele cristalografice. Deci, aplicînd o tensiune alternativă de frecvență variabilă unei plăcuțe de cristal de cuarț, prin intermediul unor electrozi, plăcuța va începe să vibreze cînd frecvența tensiunii devine egală cu frecvența proprie a cristalului.

Prin urmare, cristalul de cuarț poate fi echivalent cu un *circuit serie* $R_cL_cC_c$ (fig. 4.40), a cărui frecvență de rezonanță mecanică (și electrică, *serie*) este

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_cC_c}} \tag{4.81}$$

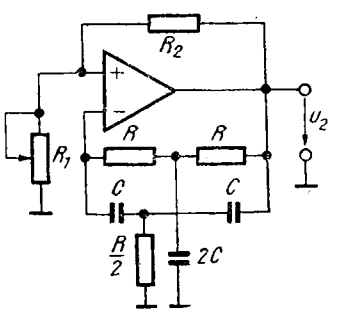



Fig. 4.38. Oscilator cu rețea dublu T, cu amplificator operațional.

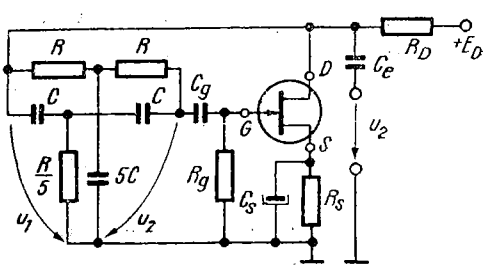



Fig. 4.39. Oscilator cu rețea dublu T, cu tranzistor cu efect de cîmp.

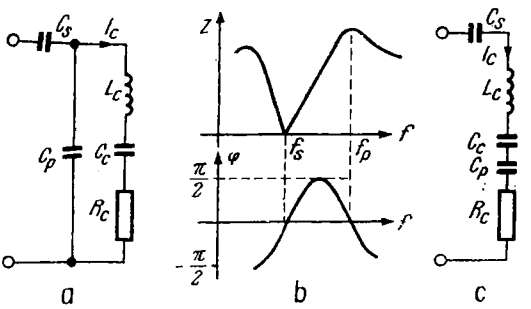



Fig. 4.40. Cristalul de cuarț:
*a* — schema echivalentă cu capacitatea dintre electrozi în paralel;
*b* — variația impedanței și fazei cristalului în funcție de frecvență;
*c* — schema echivalentă cu capacitatea dintre electrozi în serie.

În fig. 4.40, *a*, $L_c$ este inductivitatea echivalentă, $C_c$ — capacitatea echivalentă, $R_c$ — rezistența echivalentă de pierderi, iar $C_p$ — capacitatea dintre electrozii de contact ai cristalului.

Se constată că impedanța circuitului din fig. 4.40, *a*, deci a cristalului variază atît în modul ($Z$) cît și în fază ($\varphi$) (fig. 4.40, *b*). Pentru $Z$ minim se obține rezonanța serie cu frecvența $f_s$, iar pentru $Z$ maxim se obține rezonanța *paralel* $f_p$, corespunzătoare circuitului echivalent din fig. 4.40, *c*:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_c \frac{C_c C_p}{C_c + C_p}}} = f_s\sqrt{1 + \frac{C_c}{C_p}} \tag{4.82}$$

Capacitatea $C_s$, denumită capacitate de sarcină (fig. 4.40, *a* și *c*) se introduce în circuitul real al cristalului pentru a asigura o funcționare stabilă a acestuia. Practic $C_s = (3 \ldots 4)C_p$; $C_p = 1 \ldots 50$ pF; iar $C_c = 5 \cdot 10^{-5} \ldots 0{,}2$ pF, deci în (4.82) $C_c \ll C_p$, adică $f_s \approx f_p$. Alte valori practice:

— rezistența echivalentă serie a cristalului

$$R_s = R_c\left(1 + \frac{C_p}{C_s}\right)^2 \tag{4.83}$$

este de ordinul 10 kΩ (între 50 kHz și 1 MHz) și de sub 100 Ω (la peste 1 MHz);

— factorul de calitate

$$Q_c = \frac{2\pi f_s L_c}{R_c} \tag{4.84}$$

este cuprins între 1 000 și 50 000, adică mult mai mare decît factorul de calitate al circuitelor oscilante $LC$ (care este de ordinul zecilor sau sutelor).

Oscilatoarele cu cuarț au o frecvență de oscilație cuprinsă între 1 kHz și 20 MHz. Peste această frecvență se utilizează *cristale „overtone"*, la care rezonanța se obține pe un multiplu impar al frecvenței fundamentale, ajungîndu-se pentru $f_s$ la ordinul MHz. Principalul avantaj al oscilatoarelor cu cuarț îl constituie faptul că au o bună stabilitate a frecvenței de oscilație pentru oricare frecvență menționată (1 kHz ... 200 MHz).

Principalele tipuri de oscilatoare cu cuarț sînt următoarele:

— oscilatorul *Pierce*, care poate fi realizat în montaj Colpitts, sau în montaj Clapp;

— oscilatorul *Miller*, care poate fi realizat în montaj Hartley;

— oscilatorul cu cuarț *cu diodă tunel*;

— oscilatorul cu cuarț cu *circuite inversoare* (de regulă, pentru oscilații nesinusoidale).

În fig. 4.41 se prezintă schema de principiu a unui oscilator Pierce, cu tranzistor bipolar, cristalul de cuarț fiind montat între bază și colector. Cînd montajul lucrează ca oscilator Clapp este necesar ca $C_1$, $C_2 \geqslant C_c$, iar pentru o stabilitate maximă se alege $C_1 = C_2$. Capacitatea

$$C_s = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \leqslant \frac{1}{4\pi f_s} \sqrt{\frac{g_m}{R_c}} \quad (4.85)$$

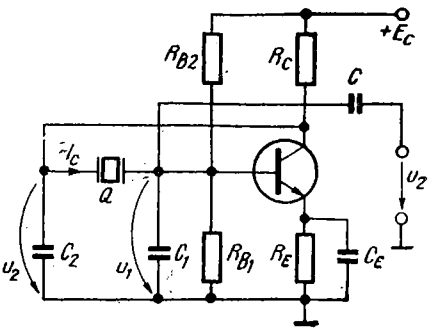


Fig. 4.41. Schema de principiu a unui oscilator cu cristal de cuarț de tip Pierce.

reprezintă capacitatea de sarcină a cristalului, unde $g_m$ este panta tranzistorului, $R_c$ — rezistența serie a cristalului, iar $f_s$ — frecvența de oscilație (serie).

Puterea disipată în cristal este (cu 4.83):

$$P = R_s I_c^2 = R_c \left(1 + \frac{C_p}{C_s}\right)^2 I_c^2$$

sau

$$P = \frac{U_c^2}{R_c (1 + C_p/C_s)^2} \quad (4.86)$$

în care $U_c$ este tensiunea aplicată pe cristal:

$$\underline{U}_c = R_s \underline{I}_c = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 \quad (4.87)$$

Oscilatorul Pierce poate fi realizat și într-un montaj bază comună (cu cristalul între colector și masă), sau în montaj colector comun (cu cristalul între bază si masă), precum și într-un montaj cu tranzistor cu efect de cîmp (cu cristalul între grilă și drenă).

La oscilatorul Pierce din fig. 4.42, *a*, rezistența $R$ are rolul de a îmbunătăți forma de undă, iar condensatorul $C_g \approx 10$ pF are rolul de a evita apariția unor oscilații parazite.

Oscilatoarele Pierce necesită o putere la cuarț (4.86), pentru excitație, relativ mică, însă nu poate lucra pe armonici „overtone".

Oscilatorul Miller din fig. 4.42, *b* lucrează în montaj Hartley, la care reacția se obține prin capacitatea grilă-drenă. Cristalul lucrează pe o frecvență $f_0$ cuprinsă între $f_s$ și $f_p$ (fig. 4.40, *b*), adică prezintă o reactanță inductivă, deci și grupul $L_2C_2$ trebuie să aibă o reactanță inductivă. În acest scop grupul $L_2C_2$ se acordează pe o frecvență cu 20% mai mare decît frecvența de oscilație, pe seama micșorării capacității $C_2$. Pentru reduce-

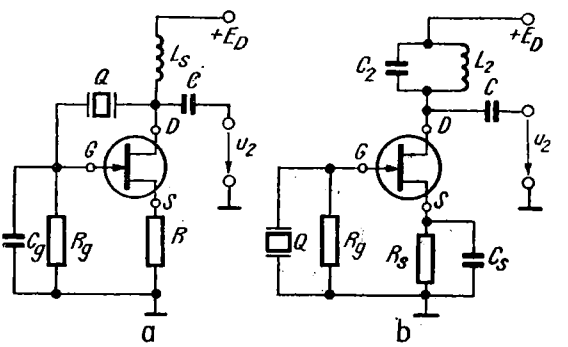


Fig. 4.42. Oscilatoare cu cristal de cuarț, cu tranzistor cu efect de cîmp:
*a* — tip Pierce; *b* — tip Miller.

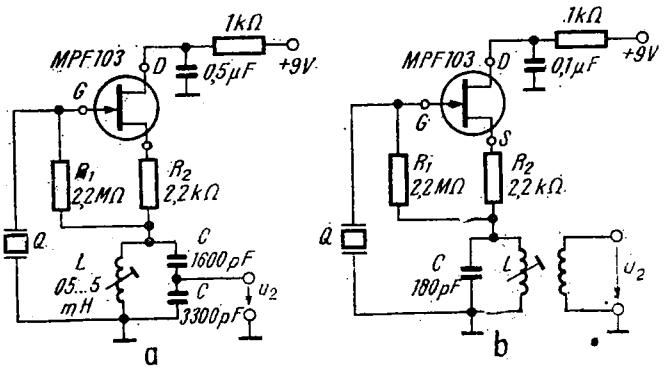



Fig. 4.43. Oscilatoare reale cu cristal de cuarț, tip Miller cu tranzistor cu efect de cîmp, în montaj cu drenă comună:
*a* — cu ieșirea prin divizor capacitiv; *b* — cu ieșirea prin cuplaj inductiv.

rea armonicelor superioare din semnalul de ieșire $u_2$, se poate scoate din circuit condensatorul $C_s$, avînd însă ca urmare micșorarea amplitudinii oscilațiilor.

Oscilatorul Miller poate lucra pe frecvențe „overtone", dar stabilitatea frecvenței de oscilație este mai redusă decît în cazul oscilatorului Pierce.

În fig. 4.43 sînt prezentate două exemple de oscilatoare Miller cu tranzistor cu efect de cîmp în montaj drenă comună, cu ieșirea prin divizor capacitiv (*a*) și prin cuplaj inductiv (*b*). La primul oscilator (*a*) frecvența de oscilație este $f_s = 100$ kHz. Grupul oscilant $L$, $C_1$, $C_2$ este conectat în circuitul sursei $S$, cu impedanță relativ mică, devenind mai puțin sensibil la capacități și cîmpuri parazite. Acordul optim al frecvenței $f_s$ se obține la un curent minim în drenă, prin variația inductivității $L$. La al doilea oscilator (*b*), cu ieșirea prin cuplaj inductiv, cristalul are frecvența $f_s = 1$ MHz, ceea ce a condus la micșorarea inductivității și capacității circuitului oscilant $LC$, acordat pe aceeași frecvență, prin intermediul inductivității $L$.

Oscilatorul cu cristal cu diodă tunel (fig. 4.44) are impedanța de intrare $Z_i$ egală cu $R$, la toate frecvențele, cu excepția frecvenței de rezonanță $f_s$ a cristalului, cînd impedanța $Z_i$ se mărește, depășind valoarea rezistenței negative $R_N$ a diodei tunel (mai mare și ea decît $R$):

$$Z_i > R_N > R \tag{4.88}$$

și cristalul va genera oscilații. Cu notațiile $R_c$ — rezistența serie a cristalului, $X_L$ și $X_C$ — reactanțele circuitului paralel $LC$ se pot scrie relațiile care caracterizează oscilatorul

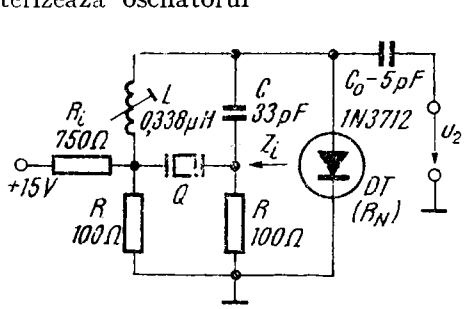



Fig. 4.44. Oscilator real cu cristal de cuarț cu diodă tunel.

$$Z_i = R\left(1 + \frac{R}{R_c}\right) > R_N \tag{4.89}$$

$$R = X_L = X_C = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{4.90}$$

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{4.91}$$

Cu cît valoarea $Z_i$ este mai apropiată de $R_N$, cu atît circuitul va genera oscilații sinusoidale cu distorsiuni mai reduse.

# 5. CIRCUITE DE IMPULSURI

## 5.1. GENERALITĂȚI. CLASIFICAREA CIRCUITELOR DE IMPULSURI

Prin impuls se înțelege mărimea electrică (tensiune, curent) care are o valoare diferită de zero, un timp mult mai mic decît timpul în care această mărime electrică este nulă. Impulsul ideal poate fi dreptunghiular, trapezoidal sau triunghiular (fig. 5.1, *a*). Impulsul real poate fi caracterizat de următorii parametri de durată și de amplitudine (fig. 5.1, *b*), exprimați în funcție de mărimea de ieșire a circuitului, a cărei amplitudine este $U_0$: durata impulsului $t_i$ măsurată la nivelul $0{,}5U_0$, timpii de creștere $t_r$ și de cădere $t_c$ măsurați între nivelele $0{,}1U_0$ și $0{,}9U_0$, descreșterea palierului $\Delta U_0$, amplitudinea saltului invers $\Delta U_{0i}$, durata de revenire $\Delta t_0$, timpul de întîrziere $t_i$, măsurat între momentul aplicării semnalului de intrare în circuit și momentul cînd impulsul ajunge (la ieșire) la valoarea $0{,}5U_0$. Dacă impulsul nu este singular, se utilizează expresia „tren de impulsuri" (fig. 5.1, *c*), caracterizat de perioada $T$ și de coeficientul de umplere

$$C_u = \frac{t_i}{T} = \frac{T - t_p}{T} \tag{5.1}$$

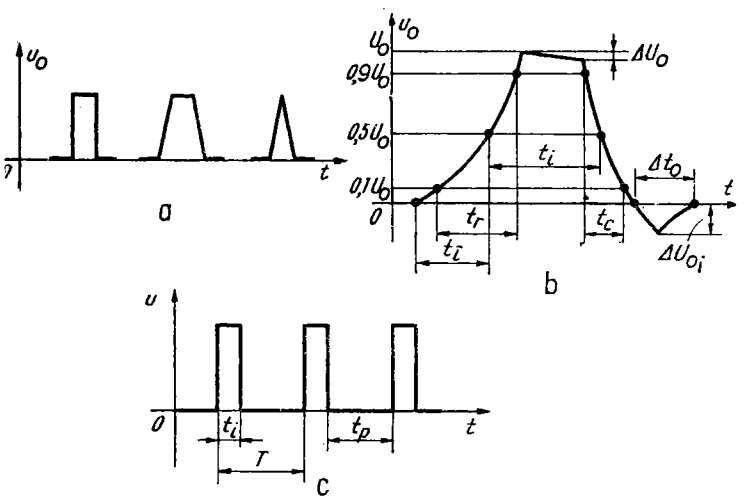



Fig. 5.1. Impulsul electric:
*a* — tipuri de impulsuri; *b* — parametrii impulsului real; *c* — tren de impulsuri.

Circuitele de impulsuri se clasifică de regulă după natura elementelor componente ale circuitelor de *formare* (de generare a impulsurilor). Astfel, există circuite de formare *liniare* (care conțin elemente pasive $R$, $L$, $C$ și care permit aproximarea operațiilor liniare de derivare și integrare în timp a mărimii de intrare) și circuite de formare *neliniare* (cu, sau fără *memorie*, după cum caracteristica statică este univocă sau neunivocă), realizate cu dispozitive cu caracteristici tensiune-curent neliniare: diode, amplificatoare, comparatoare cu histerezis, dipoli *VNR* și *CNR* (fig. 4.2 etc.).

## 5.2. CIRCUITE LINIARE DE FORMARE

### 5.2.1. CIRCUITE DE DERIVARE

Aceste circuite conțin elementele pasive $RC$ sau $RL$ cu o pereche de borne la ieșire (fig. 5.2).

a. La circuitul din fig. 5.2, *a*, dacă se neglijează $R$ față de $\frac{1}{\omega C}$ se poate scrie succesiv

$$u_1 = \frac{q}{C} + Ri \approx \frac{q}{C} = \frac{1}{C}\int i\,\mathrm{d}t$$

$$i = C\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t}$$

$$u_2 = Ri = RC\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t} \tag{5.2}$$

b. La circuitul din fig. 5.2, *b*, dacă se neglijează $\omega L$ față de $R$ se poate scrie succesiv

$$u_2 = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \simeq L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{u_1}{R}\right)$$

$$u_2 = \frac{L}{R}\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t} \tag{5.3}$$

c. La circuitul din fig. 5.2, *c*, se consideră $R \ll \frac{1}{\omega C}$, adică $i_2 \ll i_1$ și se obține succesiv

$$\frac{1}{C}\int i_2\,\mathrm{d}t = R(i_1 - i_2) \approx Ri_1$$

$$i_2 = RC\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} \tag{5.4}$$

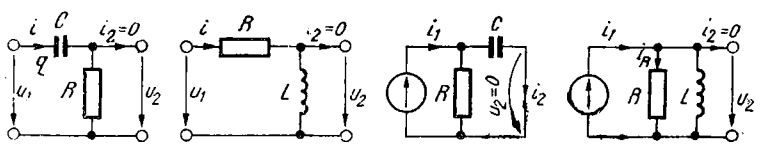



Fig. 5.2. Circuite de derivare:

*a* — tip *RC*, alimentat la sursă de tensiune și cu ieșire în gol (în tensiune); *b* — tip *RL*, alimentat la sursă de tensiune și cu ieșire în gol; *c* — tip *RC*, alimentat la sursă de curent și cu ieșire în scurtcircuit (în curent); *d* — tip *RL* alimentat la sursă de curent și cu ieșire în gol.

d. La circuitul din fig. 5.2, *d* se admite $R \gg \omega L$, deci $i_R \ll i_1$ și rezultă

$$u_2 = L\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(i_1 - i_R) \approx L\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} \qquad (5.5)$$

Se constată că în momentul saltului și în momentul căderii mărimii de intrare ($u_1$ sau $i_1$), mărimea de ieșire ($u_2$ sau $i_2$) înregistrează un salt (o cădere), după care urmează o variație exponențială spre zero, rezultînd impulsuri cu coeficientul de umplere (5.1) mult mai mic decît în cazul impulsurilor de intrare (fig. 5.3). Timpul de pauză $t_p$ este cu atît mai mare (tinzînd spre $T$), cu cît constantele de timp $RC$, sau $\frac{L}{R}$ sînt mai mici.

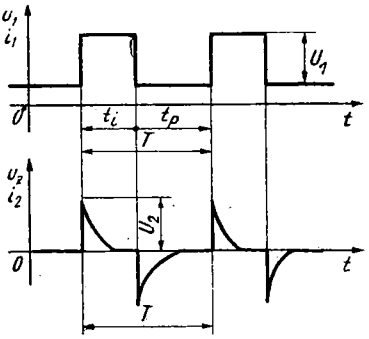



Fig. 5.3. Variația în timp a mărimilor de intrare $u_1$ (sau $i_1$) și de ieșire $u_2$ (sau $i_2$) la circuitele de derivare.

### 5.2.2. CIRCUITE DE INTEGRARE

La aceste circuite, constantele de timp $RC$, sau $\frac{L}{R}$ sînt mari în comparație cu perioada $T$ a impulsurilor.

a. La circuitul din fig. 5.4, *a*, $R \gg \frac{1}{\omega C}$ și se poate scrie succesiv

$$u_2 = \frac{1}{C}\int i\,\mathrm{d}t \simeq \frac{1}{C}\int \frac{u_1}{R}\,\mathrm{d}t$$

$$u_2 \approx \frac{1}{RC}\int u_1\,\mathrm{d}t \qquad (5.6)$$

b. La circuitul din fig. 5.4, *b* se admite $R \ll \omega L$ și se obține succesiv

$$u_1 = Ri + L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \approx L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

$$i = \frac{1}{L}\int u_1\,\mathrm{d}t$$

$$u_2 = Ri = \frac{R}{L}\int u_1\,\mathrm{d}t \qquad (5.7)$$

c. La circuitul din fig. 5.4, *c* se consideră $R \ll \omega L$, deci se admite $i_2 \ll i_1$ și rezultă succesiv

$$L\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = R(i_1 - i_2) \approx Ri_1$$

$$i_2 = \frac{R}{L}\int i_1\,\mathrm{d}t \qquad (5.8)$$

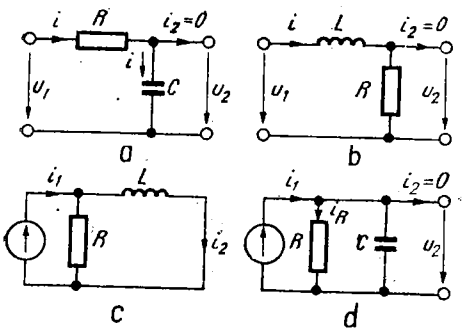



Fig. 5.4. Circuite de integrare:
*a* — tip *RC* alimentat la sursă de tensiune şi cu ieşire în gol; *b* — tip *RL* alimentat la sursă de tensiune şi cu ieşire în gol; *c* — tip *RL* alimentat la sursă de curent şi cu ieşire în scurtcircuit; *d* — tip *RC* alimentat la sursă de curent şi cu ieşire în gol.

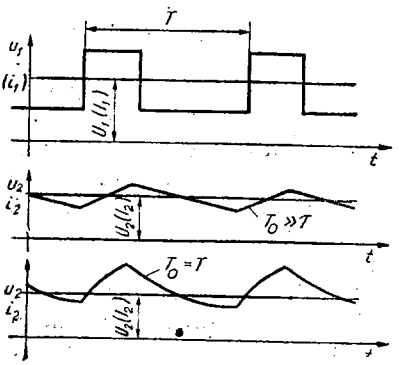



Fig. 5.5. Variaţia în timp a mărimilor de intrare $u_1$ (sau $i_1$) şi de ieşire $u_2$ (sau $i_2$) la circuitele de integrare.

d. La circuitul din fig. 5.4, *d*. se admite $R \gg \frac{1}{\omega C}$ şi se deduce $i_R \ll i_1$, deci rezultă

$$u_2 = \frac{1}{C}\int (i_1 - i_R)\,dt \approx \frac{1}{C}\int i_1\,dt \qquad (5.9)$$

Se constată că semnalul de ieşire $u_2$ (sau $i_2$) este proporţional cu integrala mărimii de intrare $u_1$ (sau $i_1$). Pentru semnale de intrare dreptunghiulare $u_1$ (sau $i_1$) rezultă la ieşire mărimea $u_2$ (sau $i_2$), a cărei formă (fig. 5.5) depinde de valoarea constantei de timp $T_0$. Dacă $T_0 \gg T$, mărimea de ieşire variază foarte strîns în jurul valorii medii $U_2 = U_1$ (sau $I_2 = I_1$), iar circuitul se numeşte filtru de netezire, mediere sau trece jos. Dacă $T_0$ este comparabil cu $T$, atunci pe anumite porţiuni mărimea de ieşire variază exponenţial.

## 5.3. CIRCUITE NELINIARE DE FORMARE

Se vor prezenta circuitele neliniare cu diode şi amplificatoare, a căror caracteristică statică este univocă. Aceste circuite nu au memorie şi realizează o transformare neliniară a mărimii de intrare, procesul de transformare fiind descris de *caracteristica de transfer* a circuitului de formare, condiţionată de caracteristica tensiune-curent a diodelor sau tranzistoarelor.

### 5.3.1. CIRCUITE DE FORMARE CU DIODE

Caracteristica de transfer neliniară a diodelor permite realizarea unor circuite de formare.

În fig. 5.6 se prezintă cel mai simplu circuit de formare neliniar cu rezistor şi diodă *serie*, care formează semisinusoide $u_2$, avînd la intrare sinusoida $u_1$. Aceeaşi tensiune $u_2$ se poate obţine şi la bornele diodei *D*, circuitul numindu-se în acest caz cu diodă *paralel*.

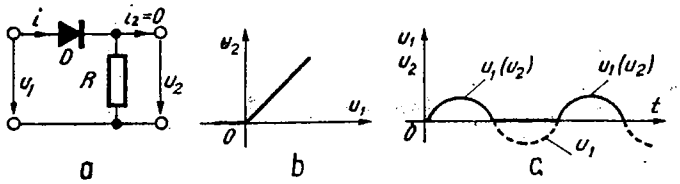
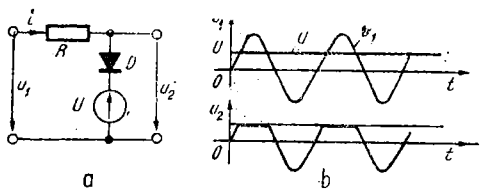



Fig. 5.6. Limitator serie:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer; *c* — tensiunea de ieșire (formată).

Fig. 5.7. Circuit de limitare superioară:
*a* — schema de principiu; *b* — funcționarea circuitului.




În fig. 5.7 se prezintă un circuit de limitare superioară cuplat la o sursă de tensiune sinusoidală $u_1$. Dacă $u_1 < U$ (tensiunea de referință), dioda $D$ este blocată, adică potențialul anodului este mai mic decît al catodului. Dacă rezistența de sarcină $R_s$ (nefigurată) are o valoare infinită rezultă (fig. 5.7, *b*).

$$u_2 = u_1|_{u_1<U} \text{ și } u_2 = U|_{u_1\geqslant U} \tag{5.10}$$

Limitatorul bilateral nesimetric (fig. 5.8) formează sinusoide cu vîrfurile aplatizate. Pentru $u_1 < 0$, dioda Zener se polarizează direct, iar $u_2 = 0$, adică $u_1 = Ri$. Pentru $u_1 > 0$, dar cu valori mai mici decît tensiunea $U_s$ de străpungere, dioda se polarizează invers, $i = 0$ și $u_2 = u_1$. Pentru $u_i >_1 0$, dar cu valori mai mari decît $U_s$, se obține $u_2 = U_s$ (constant). Curentul invers prin diodă este stabilit de rezistorul $R$, care preia tensiunea $u_R = u_1 - U_s$. Prin urmare

$$u_2 = 0|_{u_1<0} \tag{5.11}$$

$$u_2 = u_1|_{u_1>0 \text{ și } u_1<U_s} \tag{5.12}$$

$$u_2 = U_s|_{u_1>0 \text{ și } u_1\geqslant U_s} \tag{5.13}$$

Pentru limitatorul derivație bilateral simetric din fig. 5.9. se poate scrie

$$u_2 = u_1|_{|u_1|<U_{s_1} \text{ și } |u_1|<U_{s_2}} \tag{5.14}$$

$$u_2 = U_{s1}|_{u_1>0 \text{ și } u_1\geqslant U_{s_1}} \tag{5.15}$$

$$u_2 = U_{s2}|_{u_1<0 \text{ și } |u_1|\geqslant U_{s_2}} \tag{5.16}$$

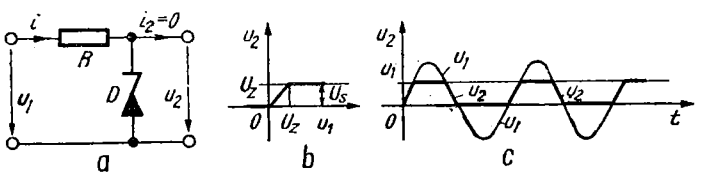



Fig. 5.8. Limitator derivație bilateral nesimetric:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer; *c* — tensiunea de ieșire (semisinusoide cu vîrfuri limitate-aplatizate).

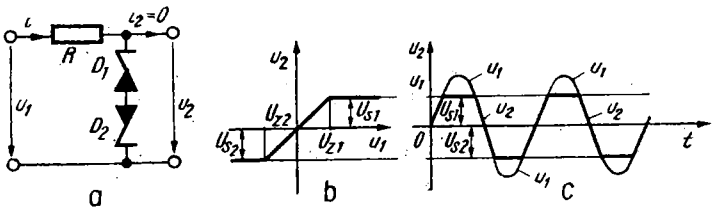



Fig. 5.9. Limitator derivație bilateral simetric:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer; *c* — tensiunea de ieșire (sinusoidă cu vîrfurile limitate).

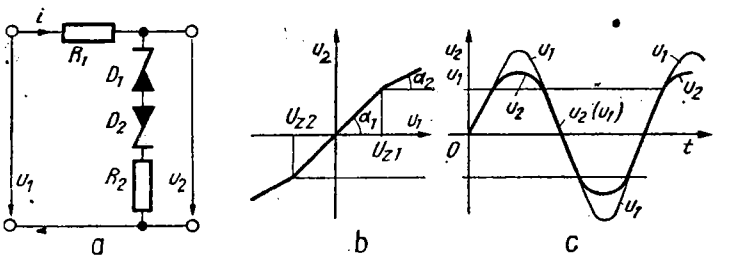



Fig. 5.10. Circuit de formare neliniar (transformator funcțional):
*a* — schema de principiu: *b* — caracteristica de transfer cu două înclinări $\alpha_1 = 45°$ și $\alpha_2 = \text{arctg}\frac{R_2}{R_1 + R_2}$; *c* — tensiunea de ieșire (sinusoidă micșorată în amplitudine).

Tensiunea de ieșire din limitatorul reprezentat în fig. 5.10 va avea o amplitudine cu atît mai mică, cu cît unghiul

$$\alpha_2 = \text{arctg}\frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{5.17}$$

va fi mai mic, ajungînd ca pentru $\alpha_2 = 0$ (cînd $R_2 = 0$) să se obțină limitatorul din fig. 5.9.

În fig. 5.6 ... 5.10 s-a considerat funcționarea în gol a limitatoarelor. La funcționarea în sarcină, forma de undă a tensiunii de ieșire $u_2$ se deformează cu atît mai mult cu cît rezistența de sarcină este mai mică.

Se constată că limitatoarele cu diode necesită tensiuni de intrare relativ mari ($U_1 \gg U_2$), pentru a se asigura timpi de creștere $t_r$ și de cădere $t_c$ (fig. 5.1,*b*) cu valori cît mai mici, cu atît mai mult cu cît viteza de variație în timp a tensiunii de ieșire $u_2$ este mai mică (în sarcină) sau egală (în gol) cu viteza de variație în timp a tensiunii de intrare $u_1$.

### 5.3.2. FORMATOARE CU AMPLIFICATOARE

Formatoarele cu amplificatoare necesită tensiuni de intrare $u_1$ cu amplitudini mai mici, de atîtea ori cît este valoarea factorului de amplificare al tranzistorului, asigurînd timpi de creștere și cădere de valori mici. De asemenea, la aceste formatoare influența rezistenței de sarcină asupra caracteristicii de transfer este mult micșorată.

În fig. 5.11 se prezintă un amplificator limitator cu tranzistor bipolar, la care, caracteristica de transfer asigură limitarea nesimetrică a tensiunii de intrare $u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t$. Pentru $u_1 < U_{BEp}$ (tensiunea de prag de deschi-

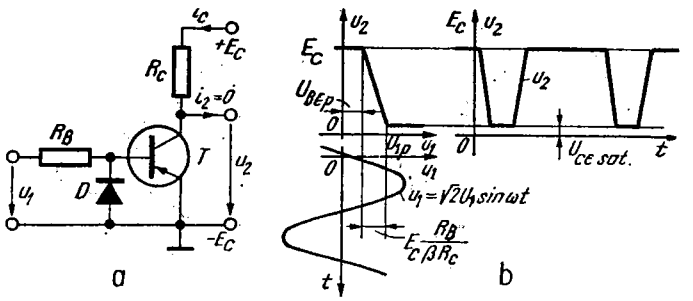



Fig. 5.11. Amplificator limitator cu tranzistor bipolar:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer și tensiunile de intrare $u_1$ și ieșire $u_2$.

dere a joncțiunii bază-emitor), curentul de colector $i_C$ este nul, iar $u_2 = E_C$. Pentru $u_1$ pozitiv, cuprins între tensiunea de prag $U_{BEp}$ și

$$U_{1p} = U_{BEp} + E_C \frac{R_B}{\beta R_C}, \tag{5.18}$$

crește tensiunea de intrare, crește curentul de colector și ca urmare scade tensiunea colector-emitor, deci scade $u_2$. Timpii de creștere și cădere ($t_r$ și $t_c$) sînt mici. Pentru $u_1 > 0$ și $u_1 > U_{1p}$, curentul de bază crește pe seama creșterii tensiunii de intrare $u_1$, dar tranzistorul se găsește în stare de saturație, iar tensiunea de ieșire este $u_2 = U_{CE.\,sat.}$ (tensiunea de saturație colector-emitor). Cu notațiile folosite mai sus și cu $A_u$ (factorul de amplificare în tensiune al tranzistorului) se pot scrie următoarele relații:

$$u_2 = E_C \big|_{u_1<0 \text{ și } u_1<U_{BEp}} \tag{5.19}$$

$$u_2 = A_u u_1 \Big|_{\substack{u_1>0 \text{ și} \\ U_{BEp}<u_1<\frac{R_B}{\beta R_C}E_C}} \tag{5.20}$$

$$u_2 = U_{CE.\,sat.} \Big|_{\substack{u_1>0 \text{ și} \\ u_1>\left(U_{BEp}+\frac{R_B}{\beta R_C}E_C\right)}} \tag{5.21}$$

Amplificatorul operațional prezintă proprietăți care îl recomandă pentru realizarea circuitelor de formare neliniare de tip limitator bilateral (fig. 5.12). Caracteristica de transfer $\frac{u_{2d}}{R_C I_2}$ (tensiune diferențială de ieșire) — $u_{1d}$ (tensiune diferențială de intrare) se saturează atît pentru vîrfurile pozitive, cît și pentru cele negative, ale tensiunii $u_{1d}$. Oricît de mare ar fi amplitudinea $U_{1d}$, amplitudinea $U_{2d}$ rămîne aceeași. Dacă tensiunea de intrare este sinusoidală, cu $U_{1d} \gg U_{2d}$, semnalul de ieșire $u_{2d}$ reprezintă o tensiune dreptunghiulară cu timpii de creștere și cădere foarte mici, practic neglijabili.

Amplificatorul diferențial poate să realizeze funcția de *comparator* între două tensiuni aplicate la cele două intrări ale acestuia datorită saturării rapide a caracteristicii de transfer. Dacă $u_1$ și $u_2$ sînt cele două tensiuni de intrare, din care $u_2$ se compară cu $u_1$ (constantă), rezultă că pentru $\Delta u = u_1 - u_2$, cu $u_1 > u_2$, $U_{2d}$ are un semn (pozitiv), iar pentru $\Delta u = u_2 - u_1$, cu $u_1 < u_2$, $U_{2d}$ are semn contrar (negativ). Comparatorul trebuie să sesizeze diferența $\Delta u$, la valori foarte mici ale acesteia. Din acest motiv, caracteristica

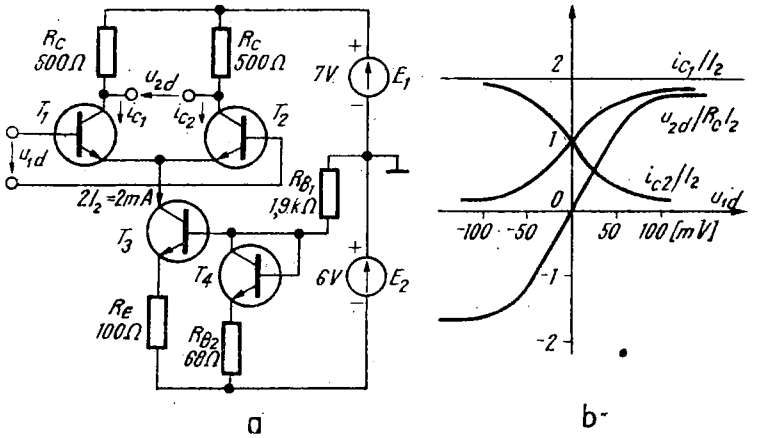



Fig. 5.12. Amplificator limitator bilateral cu tranzistoare bipolare:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristici de transfer normate.

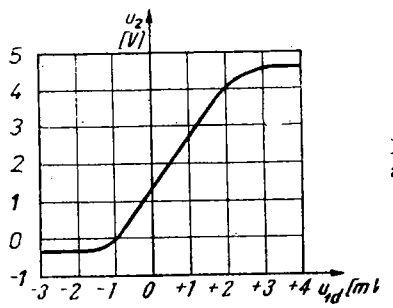



Fig. 5.13. Caracteristica de transfer reală a comparatorului integrat CLB2711.

de transfer a comparatoarelor trebuie să asigure o tranziție completă la ieșire, corespunzător unei excursii de tensiune diferențială de intrare, de numai cîțiva milivolți (fig. 5.13).

Precizia de comparare (și implicit proprietățile de limitare-formare) pot fi îmbunătățite prin legarea în cascadă a amplificatoarelor diferențiale. Comparatoarele pot fi utilizate și ca formatoare de impulsuri dreptunghiulare cu timpi de creștere și cădere practic nuli.

Pentru exemplificare, în fig. 5.14. se prezintă un formator cu amplificator, pentru obținerea undelor dreptunghiulare prin limitarea amplitudinii semna-

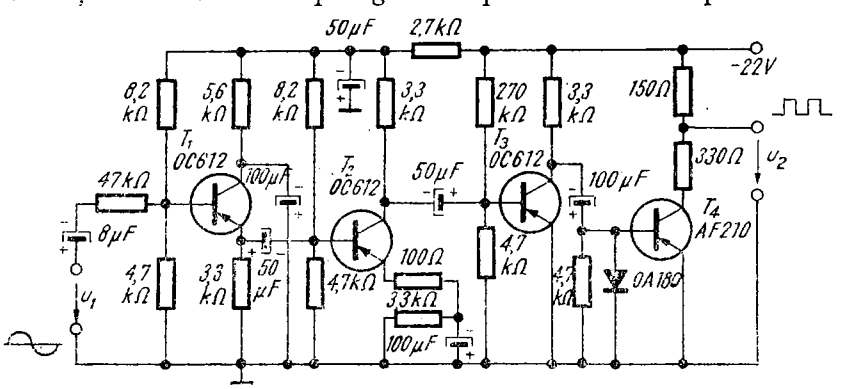



Fig. 5.14. Formator real de unde dreptunghiulare obținute prin limitarea amplitudinii semnalului de intrare sinusoidal.

lului de intrare sinusoidal. Etajele $T_1$ și $T_2$ amplifică semnalul $u_1$ de intrare, etajul $T_3$ realizează prima limitare, iar etajul $T_4$, care funcționează în stare de saturație sau de blocare, realizează unda dreptunghiulară cu amplitudine stabilă. Tranzistorul $T_4$ este de înaltă frecvență, asigurînd un front bun (vertical) al undelor dreptunghiulare $u_2$.

## 5.4. CIRCUITE BASCULANTE

### 5.4.1. CARACTERISTICI DE TRANSFER DE TIP HISTEREZIS

Circuitul basculant, numit și *trigger* se poate realiza cu două tranzistoare conectate astfel încît la aplicarea unui semnal la intrare să rezulte la ieșire un salt de tensiune sau curent, independent de forma semnalului de la intrare.

Tranzițiile (salturile de tensiune sau curent) la ieșirea circuitului basculant se fac cu viteze mari, determinate de structura internă a circuitului. Circuitele basculante sînt amplificatoare cu reacție pozitivă puternică, iar punctele de funcționare ale elementelor active (tranzistoarelor) traversează rapid regiuni active, ca urmare a unor procese cumulative intrinseci. De regulă, în stările *stabile* sau *cvasistabile*, punctele de funcționare ale elementelor active se află în afara regiunilor active.

Circuitele basculante se clasifică în trei categorii: *bistabile* (cu două stări, ambele stabile), *monostabile* (cu două stări, din care una stabilă) și *astabile* (cu două stări, ambele instabile).

Funcționarea circuitelor basculante se bazează pe caracteristica de transfer a acestora (neunivocă). În fig. 5.15, *a* schema de principiu a unui *comparator cu histerezis fără inversare*, la care se observă reacția pozitivă de la borna neinversoare (+) a amplificatorului operațional diferențial. Tensiunea de intrare diferențială, egală cu tensiunea intrării neinversoare este

$$u_d = u = u_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{5.22}$$

În funcție de semnul lui $u_d$, tensiunea de ieșire poate lua doar două valori $u_{2max}$ sau $u_{2min}$ datorită limitărilor bilaterale, adică în funcție de semnul tensiunii de intrare $u_1$ se obține (fig. 5.15, *b*):

— pentru $u_1$ crescător

$$u_2 = u_{2min}\,|_{u_1 < u_1'} \tag{5.23}$$

— pentru $u_1$ descrescător

$$u_2 = u_{2max}\,|_{u_1 > u_1''} \tag{5.24}$$

Dacă tensiunea de intrare $u_1$ se aplică la borna inversoare (—) a amplificatorului, căruia i se aplică o reacție pozitivă, se obține un *comparator cu*

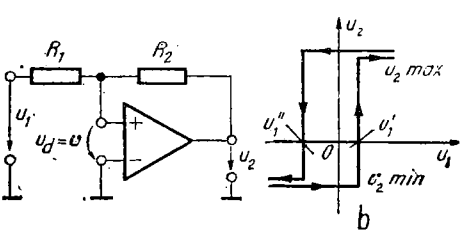



Fig. 5.15. Comparator cu histerezis fără inversare:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer a comparatorului cu histerezis, fără inversare.

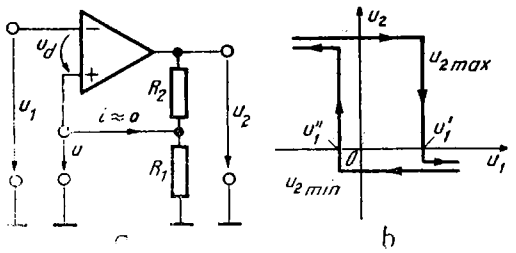



Fig. 5.16. Comparator cu histerezis cu inversare:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica de transfer a comparatorului cu histerezis cu inversare.

*histerezis cu inversare* (fig. 5.16, *a*). Ca și în cazul precedent, tensiunea de intrare diferențială este o funcție liniară

$$u_d = u - u_1 = u_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} - u_1 \tag{5.25}$$

În funcție de semnul lui $u_d$ și datorită limitărilor bilaterale, tensiunea de ieșire poate lua doar două valori $u_{2\,min}$ și $u_{2\,max}$, adică în funcție de semnul lui $u_1$ se obține (fig. 5.16, *b*):

— pentru $u_1$ crescător

$$u_2 = u_{2\,max}\,|_{u_1 < u_1'} \tag{5.26}$$

— pentru $u_1$ descrescător

$$u_2 = u_{2\,min}\,|_{u_1 > u_1''} \tag{5.24}$$

În ambele comparatoare, trecerea de la valoarea $u_{2min}$ la valoarea $u_{2max}$ (și invers) se face brusc, urmînd trecerea punctului de funcționare al amplificatorului de pe nivelul $u_{2min}$ pe nivelul $u_{2max}$ (și invers). Valoarea $u_{2max}$ (sau $u_{2min}$) se menține, datorită faptului că tensiunea diferențială se menține la o valoare pozitivă (sau negativă) pe seama reacției aplicată la intrarea amplificatorului. Dacă amplificatorul are o amplificare mare, tensiunile de prag $u_1'$ și $u_1''$ depind numai de valorile limită ale tensiunii de ieșire

$$u_1' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{2\,max} \tag{5.28}$$

$$u_1'' = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{2\,min} \tag{5.29}$$

iar durata tranzițiilor la ieșire depinde numai de parametrii comparatorului, indiferent de viteza de variație a tensiunii de intrare $u_1$.

### 5.4.2. CIRCUITUL BASCULANT BISTABIL

Acest circuit (*CBB*) are două stări de echilibru, ambele stabile, adică starea circuitului rămîne neschimbată un timp nelimitat. Trecerea de la o stare la alta se face într-un timp foarte mic, pe baza unui semnal extern de declanșare.

*CBB* este simetric, realizat din două etaje de amplificare cuplate rezistiv (fig. 5.17). În schemă $R_{C1} = R_{C2} = R_C$, $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$, $R_{B1} = R_{B2} = R_B$. Rezistențele $R$ și $R_B$ constituie un divizor de tensiune, care asigură polarizarea intrării unui etaj cu o parte din tensiunea de ieșire a celuilalt etaj. Condensatorul $C$ transmite variațiile de tensiune de la ieșirea unui etaj la intrarea celuilalt etaj. Cînd un tranzistor este blocat, celălalt este în conducție (saturat), acestea fiind cele două stări ale *CBB*, complementare,

adică nu pot fi îndeplinite simultan relațiile $i_{C1} = i_{C2} = 0$ sau $i_{C1} = i_{C2} = i_{C\,sat}$. Pentru îndeplinirea condițiilor

$$i_{C1} \neq i_{C2}|_{i_{C_1}=0,\ \text{sau}\ i_{C_2}=0} \quad (5.30)$$

$$i_{C1} \neq i_{C2}|_{i_{C_1}=i_{C\,sat}\ \text{sau}\ i_{C_2}=i_{C\,sat}} \quad (5.31)$$

se alege în mod corespunzător sursa $E_b$. Cînd punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor se găsesc (ambele) în zona activă a caracteristicilor, astfel încît $i_{C1} = i_{C2}$, în schemă acționează o reacție pozitivă puternică, care duce *CBB* în una din stările stabile. Se poate aprecia practic că nu există un timp diferit de zero în care să se mențină egalitatea $i_{C1} = i_{C2} = 0$.

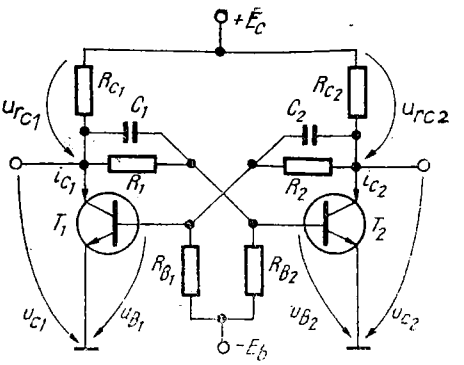



Fig. 5.17. Schema de principiu a unui circuit basculant bistabil.

Se admite că din motive externe (de exemplu, la aplicarea unui impuls pe baza lui $T_1$) curentul $i_{C1}$ crește. În acest caz $u_{rc1}$ crește, $u_{C1}$ scade, grupul $R_1R_{B1}$ transmite această variație la intrarea $T_2$, iar $u_{b2}$ scade, $u_{C\,2}$ crește, $i_{C2}$ scade, $u_{b1}$ crește (prin intermediul grupului $R_2R_{B2}$), $u_{C1}$ scade, $i_{C1}$ crește. Schematic se poate scrie

$$i_{C1}\uparrow,\ u_{rc1}\uparrow,\ u_{C1}\downarrow,\ u_{b2}\downarrow,\ u_{C2}\uparrow,\ u_{rc2}\downarrow,\ i_{C2}\downarrow,\ u_{b1}\uparrow,\ u_{C1}\downarrow,\ u_{rc1}\uparrow,\ i_{C1}\uparrow, \quad (5.32)$$

adică se formează un ciclu regenerator care va duce la blocarea tranzistorului $T_2$ și saturarea tranzistorului $T_1$, stare în care reacția pozitivă își încetează acțiunea. În mod similar se poate scrie și ciclul regenerativ pentru cazul $i_{C2}$ crește, pînă cînd $T_1$ se va bloca și $T_2$ se va satura.

Declanșarea *CBB* se realizează sub acțiunea unui impuls de comandă, care creează procesul regenerativ, în urma căruia se va produce bascularea *CBB*, adică trecerea *CBB* dintr-o stare în starea complementară. În principiu, declanșarea *CBB* este posibilă, dacă se aplică impulsuri pozitive sau negative în bazele sau colectoarele tranzistoarelor, astfel încît să se obțină blocarea tranzistorului în conducție (saturat). Pentru declanșarea *CBB* cu tranzistoare *pnp* se aplică impulsuri pozitive în baza tranzistorului în conducție sau în colectorul tranzistorului blocat. Pentru declanșarea *CBB* cu tranzistoare *npn* se aplică impulsuri negative în aceleași puncte. Aceste impulsuri se aplică prin intermediul unor porți de intrare, denumite *JK*, *T* și *RS*, a căror structură depinde de tipul *CBB* și tipul tranzistoarelor. Astfel, există *CBB-JK*, *CBB-T* și *CBB-RS*.

### 5.4.2.1. Circuit basculant bistabil JK

Acest circuit are două intrări (*J* și *K*) prezentate în fig. 5.18, *a* și realizate cu diodele $D_1$ și $D_2$, rezistențele $R_d$ și capacitățile $C_d$.

Se admite că tranzistorul $T_1$ este saturat, tranzistorul $T_2$ blocat iar impulsurile de comandă $u_j$ și $u_k$ sînt pozitive, cu amplitudinea egală cu t.e.m. a sursei de alimentare $E_C$ (fig. 5.18, *b*). În absența impulsurilor, dioda $D_1$ este blocată (tensiunea ei inversă este aproximativ egală cu $E_C$), iar dioda $D_2$ este de asemenea blocată, fiind supusă unei tensiuni inverse reduse. Dacă se aplică

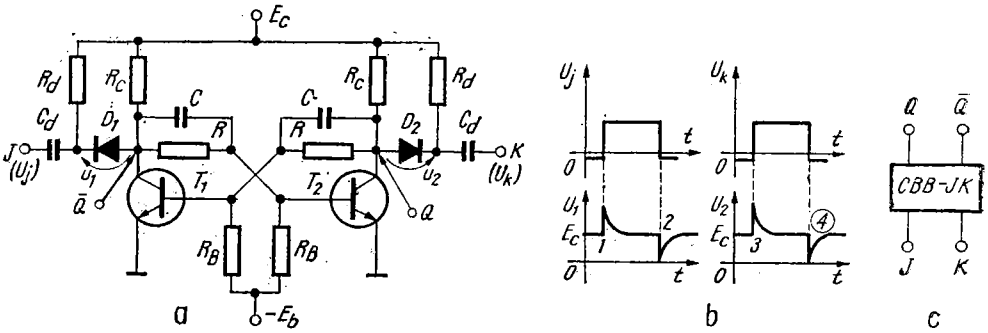



Fig. 5.18. Circuit basculant bistabil cu poartă JK:
*a* — schema de principiu; *b* — diagramele de funcționare; *c* — simbol logic.

la poarta $J$ impulsul $u_j$, datorită grupului de derivare $R_aC_a$, apar impulsurile $u_1$ (notate cu *1* și *2*) de polarități diferite, care nu pot debloca dioda $D_1$, deoarece impulsul negativ (*2*) nu este suficient de mare în amplitudine, iar cel pozitiv (*1*) are un efect suplimentar de blocare. Rezultă că impulsul $u_j$ aplicat porții $J$ nu schimbă starea *CBB*. Dacă se aplică la poarta $K$ impulsul $u_k$, datorită grupului de derivare respectiv ($R_aC_a$), apar impulsurile $u_2$ (notate cu *3* și *4*) de polarități diferite. Impulsul pozitiv (*3*) are un efect suplimentar de blocare a diodei $D_2$, dar impulsul negativ (*4*) va debloca dioda, $T_2$ fiind doar blocat, nu saturat. Acest impuls (*4*) se va transmite colectorului $T_2$ și bazei $T_1$, luînd astfel naștere procesul regenerativ, care se va încheia prin basculare a *CBB*, $T_1$ devenind blocat și $T_2$ — saturat. Rebascularea *CBB-JK* va fi posibilă în continuare prin aplicarea unui impuls $u_j$ la poarta $J$.

### 5.4.2.2. Circuit basculant bistabil T

Acest circuit se obține din *CBB-JK*, la care cele două intrări (*JK*) sînt legate împreună formînd poarta $T$ (fig. 5.19). Rezultă că la fiecare impuls $u_t$ aplicat singurei porți $T$, *CBB-T* comută în starea complementară, indiferent de polaritatea impulsului (tabelul 5.1).

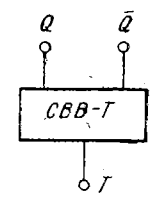



Fig. 5.19. Simbol logic al circuitului basculant bistabil cu poartă T.

*Tabelul 5.1*

**Funcționarea logică a CBB-T**

| $u_t(t_0)$ | $Q(t_0)$ | $Q(t_0 + \Delta t)$ | Starea CBB-T la timpul $t_0 + \Delta t$ |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | Se menține în 0. |
| 0 | 1 | 1 | Se menține în 1. |
| 1 | 0 | 1 | Complementară 1. |
| 1 | 1 | 0 | Complementară 0. |

### 5.4.2.3. Circuit basculant bistabil RS

Acest circit are intrările $R$ și $S$ prezentate în fig. 5.20, *a* și realizate cu diodele $D_1$ și $D_2$, rezistențele $R_d$ și capacitățile $C_d$. Ieșirile sînt notate cu $Q$ și $\bar{Q}$.

*CBB-RS* poate fi declanșat cu impulsuri pozitive sau negative, ca și în cazul *CBB-JK*. Se admite $T_1$ saturat și $T_2$ blocat, adică *CBB-RS* are starea logică 1 (convenită). În această stare, dacă se aplică impulsul pozitiv $u_s$ la intrarea $S$, se obțin impulsurile $u_2$ (fig. 5.20, *b*), cu polarități diferite *1*(+) și *2*(—), ca urmare a acțiunii de derivare a grupului $R_dC_d$. Impulsul pozitiv *1* nu deblochează dioda $D_2$, iar impulsul negativ 2 aplicat în baza $T_2$ nu poate iniția procesul de regenerare. Rezultă că impulsul $u_s$ aplicat porții $S$ nu schimbă starea *CBB-RS*. Dacă însă se aplică impulsul $u_r$ porții $R$, starea *CBB-RS* se va schimba în cea complementară, ca urmare a acțiunii impulsului negativ *4*. Rebascularea în starea anterioară este posibilă numai prin aplicarea unui impuls $u_s$ în $S$.

*CBB-RS* (cu simbolul prezentat în fig. 5.20, *c*) se declanșează aplicînd impulsuri separate, fie în poarta $S$, fie în poarta $R$ (tabelul 5.2), fiind interzisă aplicarea simultană a impulsurilor la ambele intrări.

*Tabelul 5.2*

**Funcționarea logică a CBB-RS.**

| $u_s(t_0)$ | $u_r(t_0)$ | $Q(t_0)$ | $Q(t_0 + \Delta t)$ | Starea CBB-RS, la timpul $t_0 + \Delta t$ |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | Se menține în 0 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | Se menține în 1 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | Trece în starea 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | Menține starea 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | Menține starea 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | Trece în starea 0 |

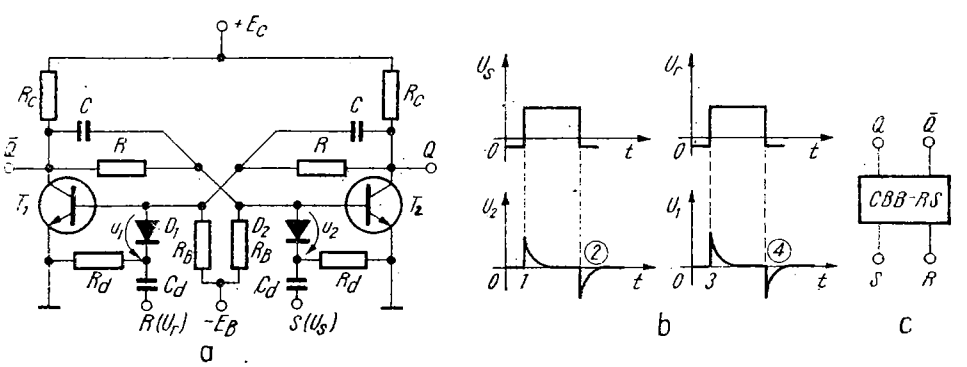



Fig. 5.20. Circuit basculant bistabil cu poartă RS.

*a* — schema de principiu; *b* — diagrama de funcționare; *c* — simbol logic.

Acest circuit (CBB-Schmitt) are tot două stări de echilibru stabil, dar structura lui este asimetrică și constă dintr-un amplificator cu două etaje cuplate direct (fig. 5.21, *a*), în care, rezistența comună de emitor $R_E$ asigură reacția prin circuitul de emitor. Din acest motiv *CBB*-Schmitt (trigger Schmitt) se mai numește și *bistabil cu cuplaj prin emitoare*. Comutarea din starea inițială ($T_1$ blocat și $T_2$ conduce) în starea de lucru ($T_1$ conduce și $T_2$ blocat) se face prin proces regenerativ.

*CBB*-Schmitt are caracteristica de transfer determinată de valoarea rezistenței de colector $R_{C1}$. Pentru o anumită valoare critică $R_{cr}$ a acestei rezistențe, rezultă forma caracteristicii de transfer (fig. 5.2,1 *b* pentru $R_{C1} < R_{cr}$; fig. 5.21, *c* pentru $R_{C1} = R_{cr}$; fig. 5.23, *d* pentru $R_{C1} > R_{cr}$).

Pentru cazul $R_{C1} < R_{cr}$ circuitul se comportă ca un amplificator. Dacă $u_1 < u_1'$ (o anumită tensiune de prag), tensiunea de ieșire $u_2$ are o valoare minimă (constantă):

$$u_{2m} \approx E_C \frac{R_E}{R_E + R_{C2}}\Bigg|_{u_1<u_1'} \tag{5.33}$$

Dacă $u_1 > u_1'$, tensiunea de ieșire $u_2$ crește proporțional cu $u_1$ pînă la valoarea $u_2 = E_c$, cînd $u_1 = u_1''$ (un alt nivel de prag al tensiunii de intrare). Dacă $u_1 > u_1''$, tensiunea de ieșire rămîne constantă, $u_2 = E_c$.

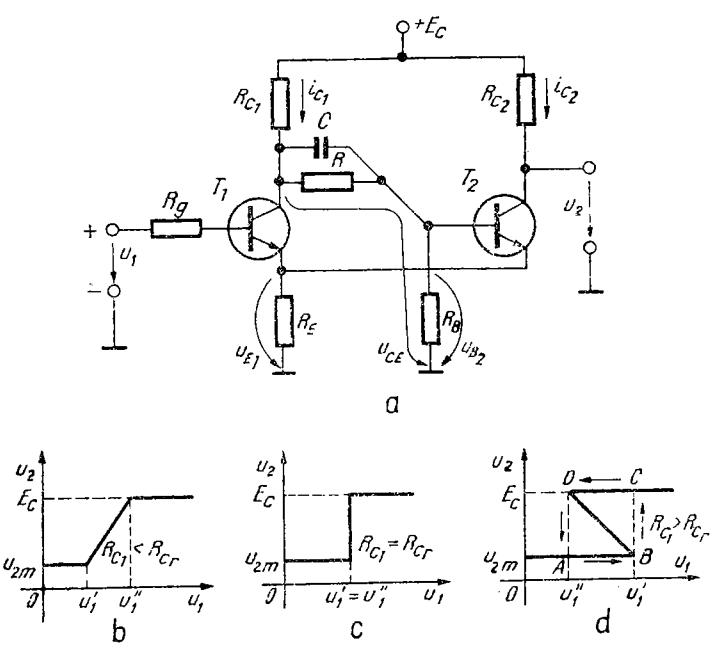



Fig. 5.21. Circuit basculant bistabil tip Schmitt:
*a* — schemă de principiu; *b*, *c* și *d* — caracteristicile de transfer ale CBB-Schmitt.

Pentru cazul $R_{C1} = R_{cr}$ circuitul se comportă ca un bistabil, tensiunea de prag fiind $u_1' = u_1''$. Saltul de la $u_2 = u_{2m}$ (5.33) la $u_2 = E_C$, se face printr-un proces regenerativ de forma

$$i_{C1}\uparrow,\ u_{C1}\downarrow,\ u_{CE}\downarrow,\ u_{B2}\downarrow,\ i_{C2}\downarrow,\ u_{C2}\uparrow,\ u_{E1}\downarrow,\ u_{C1}\downarrow,\ i_{C1}\uparrow \qquad (5.34)$$

Caracteristica de transfer din 5.21, *c* este specifică *CBB* fără histerezis, neutilizate în practică.

Pentru cazul $R_{C1} > R_{cr}$ (fig. 5.21, *d*) porțiunea de pantă negativă *BD* este instabilă și nu poate fi obținută experimental, întrucît punctele statice de funcționare ale amplificatorului sînt instabile în această zonă activă. Dacă $u_1 < u_1'$ ($u_1$ crescător), atunci $u_2 = u_{2m}$ (5.33). Dacă $u_1 = u_1'$, *CBB*-Schmitt comută din starea inițială în starea de lucru, în salt, după linia punctată *BC*. Pentru $u_1 > u_1'$($u_1$ crescător), $u_2 = E_c$. Dacă $u_1$ scade pînă în apropiere de $u_1''$, $u_2$ se menține la valoarea $E_c$. Dacă $u_1 = u_1''$, circuitul revine la starea inițială ($u_2 = u_{2m}$) prin salt, după linia punctată *DA*. Se constată deci că *CBB*-Schmitt are o caracteristică de transfer tip histerezis, cu tensiunea de histerezis

$$u_h = u_1' - u_1''|_{u_1' > u_1''} \qquad (5.35)$$

condiția $u_1' > u_1''$ obținîndu-se prin alegerea potrivită a elementelor de circuit.

În funcție de forma semnalului de intrare $u_1$ și de tensiunea inițială de polarizare a bazei $T_1$, CBB-Schmitt poate lucra în regim de formator de impulsuri, circuit de memorare, sau de comparator (discriminator) de amplitudine.

### 5.4.3.1. Circuit basculant-Schmitt, folosit ca formator de impulsuri dreptunghiulare

Tensiunea de polarizare inițială $u_{B1}$ (fig. 5.22, *a*) de pe baza $T_1$, stabilită de divizorul $R_1$—$R_2$ trebuie să aibă valoarea

$$u_1'' < u_{B1} < u_1' \qquad (5.36)$$

Forma de variație a tensiunii de intrare $u_1$ poate fi oricare. Circuitul va comuta la atingerea valorilor de prag $u_1'$ și $u_1''$ (fig. 5.22, *b*), corespunzătoare tensiunilor $u_{B1}'$ și $u_{B1}''$.

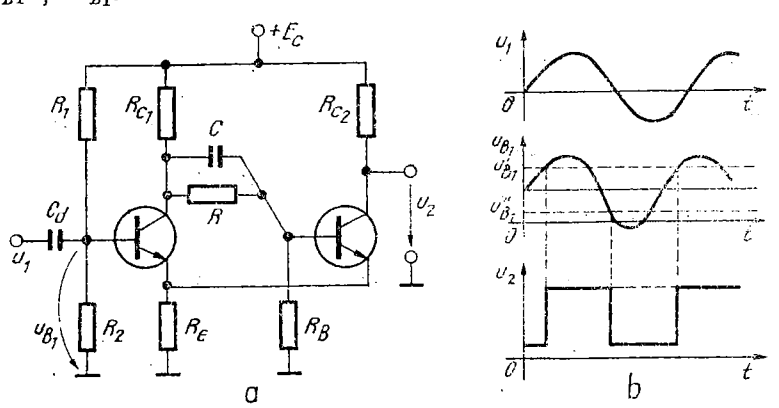



Fig. 5.22. Funcționarea CBB-Schmitt ca formator de impulsuri:
*a* — schema de principiu; *b*— formarea impulsurilor dreptunghiulare.

### 5.4.3.2. CBB-Schmitt, folosit ca circuit de memorare de polarități și comparator de amplitudine

Pentru realizarea CBB-Schmitt ca circuit de memorare a polarității impulsurilor de intrare, trebuie îndeplinită condiția (5.36), adică se memorează polaritatea primului impuls și comută odată cu schimbarea polarității impulsurilor (fig. 5.23).

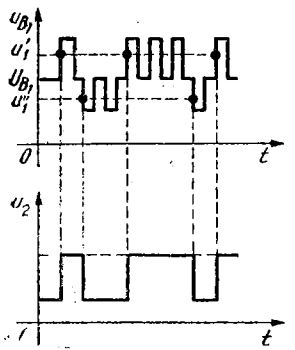



Fig. 5.23. Funcționarea CBB-Schmitt ca memorator de polaritate.

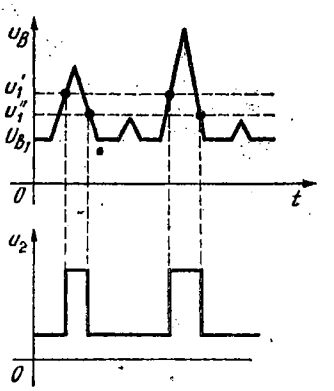



Fig. 5.24. Funcționarea CBB-Schmitt ca discriminator de amplitudine.

Pentru realizarea unui comparator (discriminator) de amplitudine (fig. 5.24), la proiectarea CBB-Schmitt se realizează condiția

$$u_{B1} < u_1'' < u_1' \tag{5.37}$$

În acest caz circuitul basculează la creșterea tensiunii de intrare ($u_1 \geqslant u_1'$) și la scăderea tensiunii de intrare ($u_1 \leqslant u_1''$), cînd se ating, succesiv, valorile de prag.

### 5.4.4. CIRCUITUL BASCULANT MONOSTABIL

Acest circuit (*CBM*), care are o stare stabilă și una instabilă, constă dintr-un amplificator cu două etaje ($T_1$ și $T_2$), prevăzut cu reacție pozitivă (fig. 5.25, *a*), cuplajul fiind realizat cu condensatorul $C$ ($T_1 - T_2$) și grupul $RR_{B1}$ ($T_2 - T_1$).

*CBM* poate rămîne în starea stabilă ($T_1$ blocat și $T_2$ saturat) un timp nedeterminat, pînă cînd un impuls negativ aplicat în baza $T_2$ va iniția procesul de trecere a *CBM* în starea instabilă ($T_1$ saturat și $T_2$ blocat).

Dacă momentul aplicării impulsului în baza $T_2$ este $t_1$ (fig. 5.25, *b*), atunci durata comutării este neglijabilă, fiind reprezentată de procesul regenerativ

$$u_{B2}\downarrow,\ u_{C2}\uparrow,\ u_{B1}\uparrow,\ i_{C1}\uparrow,\ u_{C1}\downarrow,\ u_{B2}\downarrow \tag{5.38}$$

care basculează *CBM* în starea instabilă. Durata stării instabile este

$$T_i = 0{,}69\ T_0 = 0{,}69\ CR_{B2} \tag{5.39}$$

unde $T_0 = CR_{B2}$ reprezintă constanta de timp a stării instabile.

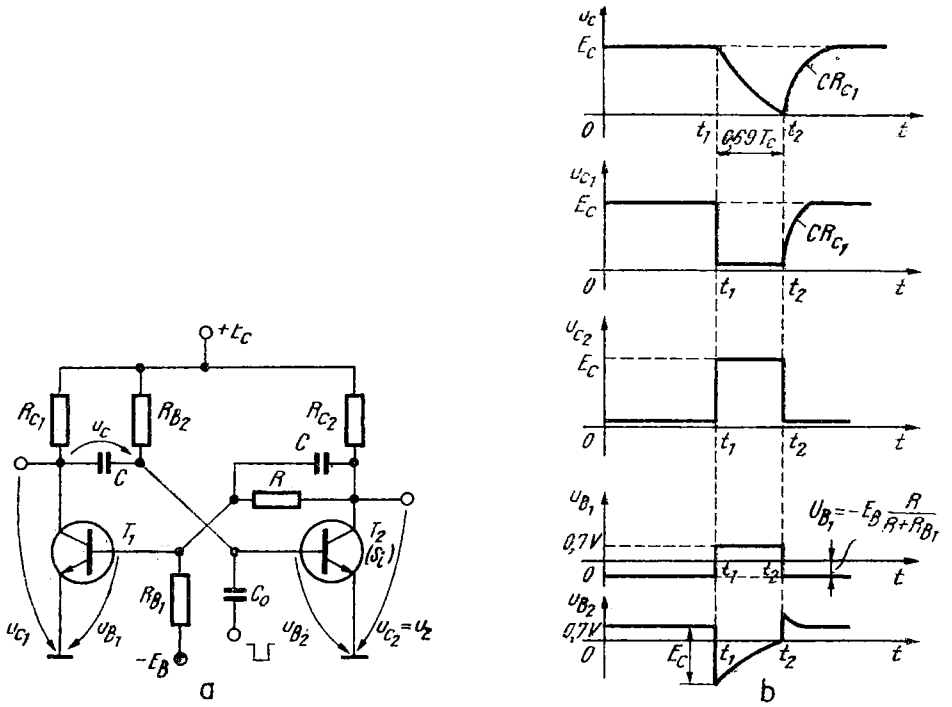



Fig. 5.25. Circuit basculant monostabil:
*a* — schema de principiu: *b* — diagramele de funcționare.

Pe durata $T_i$ condensatorul $C$ se descarcă pe traseul: $+E_C - R_{B2} - C - T_1$ (saturat) — masă. Ca urmare, tensiunea $u_C$ scade exponențial cu constanta de timp $T_0$, fiind îndeplinită condiția $u_C = |u_{B2}|$, adică $u_{B2}$ crește exponențial cu aceeași constantă $T_0$. După timpul $T_i = t_2 - t_1$, tensiunea $u_{B2}$ are valoarea zero, cînd începe un nou proces regenerativ

$$u_{B2}\uparrow,\ u_{C2}\downarrow,\ u_{B1}\downarrow,\ i_{C1}\downarrow,\ u_{C1}\uparrow,\ u_{B2}\uparrow \qquad (5.40)$$

care duce la revenirea $CBM$ în starea inițială. Începînd cu momentul $t_2$ condensatorul se reîncarcă la valoarea $E_C$ pe traseul: $+E_C - R_{C1} - C - T_2$ (saturat) masă, tensiunea de încărcare avînd aceeași variație exponențială, cu constanta $CR_{C1}$, ca și tensiunea $u_{C1}$.

Tensiunea de ieșire $u_2$ se culege fie de pe colectorul $T_1$, fie de pe colectorul $T_2$ (care are fronturi mai abrupte).

### 5.4.5. CIRCUITUL BASCULANT ASTABIL

La acest circuit (CBA) nici unul din tranzistoare (fig. 5.26, *a*) nu poate rămîne blocat într-o stare de regim permanent, deoarece bazele $T_1$ și $T_2$ sînt legate prin rezistențele $R_{B1}$ și $R_{B2}$ la sursa pozitivă $E_C$. Dacă schema este simetrică ($R_{C1} = R_{C2}$, $R_{B1} = R_{B2}$, $C_1 = C_2$) și tranzistoarele sînt identice, este posibilă, teoretic, conducția simultană și identică a tranzistoarelor ($i_{C1} = i_{C2}$), punctele statice de funcționare fiind situate în acest caz în zona activă. Practic însă nu este posibilă o simetrie perfectă. Admitem deci o mică fluctuație a curentului de colector $i_{C1}$, ca urmare a unor cauze externe, sau

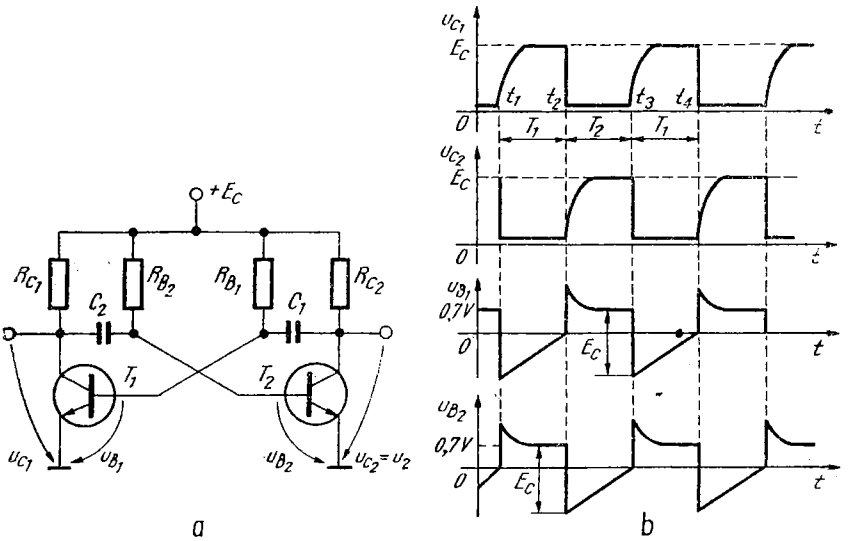



Fig. 5.26. Circuit basculant astabil:
*a* — schema de principiu; *b* — diagramele de funcționare.

semnale parazite. La apariția acestei fluctuații de curent ia naștere un proces regenerativ

$$i_{C1}\downarrow,\ u_{C1}\uparrow,\ u_{B2}\uparrow,\ i_{C2}\uparrow,\ u_{C2}\downarrow,\ u_{B1}\downarrow,\ i_{C1}\downarrow, \tag{5.41}$$

care se încheie cu starea „$T_1$ blocat și $T_2$ saturat", care nu este stabilă, deoarece ea durează doar atîta timp cît este necesar condensatorului $C_1$ să se descarce pe traseul: $+E_C - R_{B1} - C_1 - T_2$ (saturat)—masă. Acest timp este (fig. 5.26, *b*)

$$T_1 = t_2 - t_1 = 0{,}69\ C_1R_{B1} \tag{5.42}$$

În momentul $t_2$, tensiunea $u_{B1}$ se anulează complet, $T_1$ conduce și se inițiază un nou proces regenerativ, invers decît cel din (5.41), care se încheie cu starea „$T_1$ saturat și $T_2$ blocat". Nici această stare nu este stabilă, ea durînd doar atîta timp cît este necesar condensatorului $C_2$ să se descarce pe traseul: $+E_C - R_{B2} - C_2 - T_1$ (saturat) — masă. Acest timp are valoarea

$$T_2 = t_3 - t_2 = 0{,}69\ C_2R_{B2} \tag{5.43}$$

În continuare procesul se repetă, obținîndu-se pe colectoarele $T_1$ sau $T_2$ impulsuri de formă aproximativ dreptunghiulară.

*CBA* este utilizat în scheme de comutație pentru generarea impulsurilor. Pentru a micșora constantele de timp $C_1R_{C2}$ și $C_2R_{C1}$ (deci pentru a micșora timpii de creștere) se realizează *CBA* cu diode de separare (fig. 5.27). Diodele $D_1$ și $D_2$ realizează separarea circuitelor de încărcare a capacităților $C_1$ și $C_2$ de colectoarele tranzistoarelor făcînd posibil saltul abrupt, al tensiunii pe colectorul tranzistorului care se blochează, de la 0,3 V la valoarea tensiunii $E_C$. După începerea procesului regenerativ (de trecere la starea „$T_1$ blocat și $T_2$ saturat"), tensiunea $u_{C1}$ crește exponențial (pozitiv), iar dioda $D_1$ fiind polarizată invers, condensatorul $C_2$ se încarcă pe traseul $+E_C - R_1 - C_2 -$ $- T_2$. În starea „$T_1$ blocat și $T_2$ saturat", dioda $D_2$ este polarizată direct,

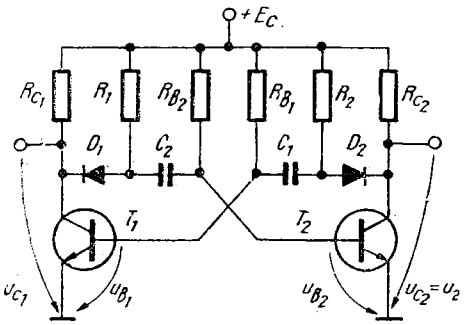



Fig. 5.27. Circuit basculant astabil cu diode de separare.

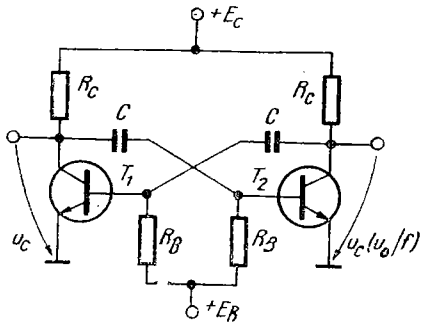



Fig. 5.28. CBA tip convertor tensiune-frecvență.

permițînd descărcarea condensatorului $C_1$ pe traseul $+E_C - R_{B1} - C_1 - D_2 - T_2$.

În fig. 5.28 se prezintă un convertor tensiune-frecvență realizat cu un *CBA* simetric, la care duratele celor două stări $T_1$ (5.42) și $T_2$ (5.48) sînt egale ($T_1 = T_2 = T$), deci perioada unei oscilații dreptunghiulare (cu $0{,}69 \approx \ln 2$) este

$$T_0 = 2T = 2R_BC \ln\left(1 + \frac{E_C}{E_B}\right), \tag{5.44}$$

unde $E_B$ este o tensiune reglabilă, aplicată bazelor.

## 5.5. GENERATOARE DE TENSIUNE LINIAR VARIABILĂ

### 5.5.1. GENERALITĂȚI

Principalii parametri ai tensiunii liniar variabilă *(TLV)*, numită și tensiune în dinți de ferăstrău, sînt prezentați în fig. 5.29. Aici, $t_r$ este timpul de creștere (ridicare), $t_c$ — timpul de cădere (invers), în care TLV revine la valoarea inițială, $T$ — perioada, $U_m$ — amplitudinea, $v_m = \frac{U_m}{t_r}$ — viteza medie de creștere a TLV, $\xi = \frac{U_m}{E}$ — factor de utilizare, iar $\varepsilon \approx \frac{t_r}{T_0}$ — factor de neliniaritate ($T_0$ — constanta de timp).

De cele mai multe ori se impune practic

$$t_c \ll t_r \tag{5.45}$$

iar forma de variație a TLV în timpul creșterii ($t_r$) — să fie cît mai liniară. Abaterea de la liniaritate este caracterizată de factorul de neliniaritate, definit de relația

$$\varepsilon = 1 - e^{-t_r/T_0}. \tag{5.46}$$

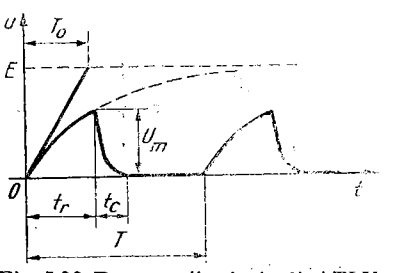



Fig. 5.29. Parametrii principali ai TLV.

De regulă se impune condiția

$$\frac{t_r}{T_0} \ll 1$$

și rezultă

$$e^{-t_r/T_0} \approx 1 - \frac{t_r}{T_0} \tag{5.47}$$

$$\varepsilon \approx \frac{t_r}{T_0} \tag{5.48}$$

Funcționarea generatorului de tensiune liniar variabilă (*GTLV*) se bazează pe încărcarea sau descărcarea unui condensator la curent $I_0$ constant:

$$u_c(t) = \frac{1}{C}\int I_0 \, dt = \frac{I_0}{C}\, t \tag{5.49}$$

Factorul de neliniaritate se poate exprima în funcție de $I_0$ prin relația

$$\varepsilon = \frac{\Delta i}{I_0} \tag{5.50}$$

unde $\Delta i$ este abaterea curentului de încărcare (descărcare) de la valoarea $I_0$. Factorul de neliniaritate $\varepsilon$ se stabilește pentru fiecare tip de *GTLV*, folosind fie relația (5.47), fie relația (5.49), în funcție de structura generatorului.

### 5.5.2. GTLV CU GENERATOR DE CURENT

În fig. 5.30 se prezintă schema unui *GTLV* cu tranzistoare cu baza comună și caracteristicile statice de ieșire, din care rezultă că pentru o variație a tensiunii de colector, de la $u_c'$ la $u_c''$, curentul colectorului scade cu valoarea neglijabilă $\Delta i$, față de valoarea $I_{C\,sat}$. În starea inițială ambele tranzistoare sînt deschise ($T_1$ saturat, $T_2$ nesaturat), iar condensatorul $C$ este neîncărcat încă. După aplicarea impulsului negativ $u_1$ pe baza $T_2$, condensatorul $C$ se încarcă pînă la valoarea $E_C$, curentul de încărcare fiind $I_C$ (din colectorul $T_2$). După dispariția impulsului $u_1$, condensatorul $C$ se descarcă prin colectorul $T_1$, tensiunea pe armăturile lui, deci tensiunea colectorului $T_1$, scăzînd de la $u_c'$ la $u_c''$ (timp în care curentul scade doar cu valoarea neglijabilă $\Delta i$) .Condensatorul $C$ se descarcă aproape pînă la valoarea zero, cînd tranzistorul $T_1$ revine în starea inițială (deschis, nesaturat).

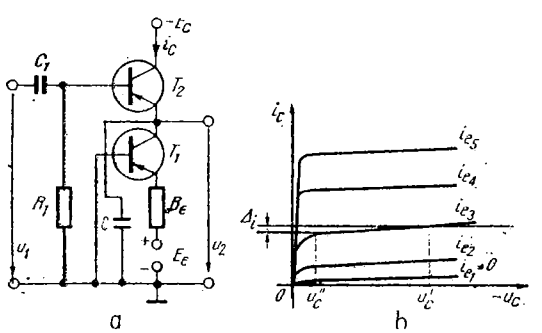



Fig. 5.30. CTLV cu tranzistoare cu bază comună:
*a* — schemă de principiu; *b* — diagrama de funcționare.

Factorul de neliniaritate al *GTLV* din fig. 5.30 este

$$\varepsilon = \frac{\Delta i}{I_C}\, 100 = 4 \ldots 5\% \tag{5.51}$$

iar factorul de utilizare este

$$\xi = \frac{U_m}{E_C} 100 \approx 90\% \tag{5.52}$$

unde $U_m$ este amplitudinea *TLV*.

### 5.5.3. GTLV CU REACȚIE POZITIVĂ

În fig. 5.31 se prezintă schema unui *GTLV* cu reacție pozitivă și diagramele de funcționare. Înainte de aplicarea impulsului de intrare $u_1$, tranzistorul $T_1$ este deschis (saturat), întrucît

$$R_1 < h_{21e} R \tag{5.53}$$

unde $h_{21e}$ este parametrul hibrid al tranzistorului $T_1$. Dioda $D$ este deschisă, deci se poate aproxima: $u_A \approx E_C$. Tensiunea pe condensatorul $C$ este $u_C \approx U_{C1sat} \approx 0$ (descărcat), iar tensiunea pe condensatorul $C_2$ este $E_C$ (încărcat). După aplicarea impulsului la intrare ($u_1$), care are forma dreptunghiulară și durata $t_i = t_r$ (fig. 5.31, *b*), condensatorul $C$ se încarcă mai întîi prin dioda $D$, pînă cînd aceasta se blochează (la tensiunea $U_d$, în momentul $t_1$), și apoi prin condensatorul $C_2$ (care se descarcă prin $C$). Dacă $C_2 \gg C$, atunci tensiunea pe $C_2$ este suficient de mare, iar scăderea ei (pentru încărcarea condensatorului $C$) este neglijabilă. De aceea, în timpul $t_r$, condensatorul $C_2$ joacă rol de sursă de tensiune, iar diferența de potențial între colectorul $T_1$ și punctul $A$ rămîne practic constantă, deci și curentul de încărcare al condensatorului $C$ (care trece prin $R$) este constant:

$$i_c = i_r = \frac{U_A - U_C}{R} \tag{5.54}$$

Aceasta înseamnă că și tensiunea de ieșire $u_2$ variază liniar, deoarece

$$u_2 = K u_c \tag{5.55}$$

unde $K$ este factor de proporționalitate, iar $u_c$ crește proporțional cu $i_c$ și cu timpul.

După timpul $t_r$, condensatorul $C$ se descarcă prin tranzistorul $T_1$, cu constanta de timp $T'_0$, mult mai mică decît $t_r$. În timpul descărcării condensatorului $C$, potențialul punctului $A$ crește (revine la valoarea inițială), dioda $D$ se deschide, iar condensatorul $C_2$ (care s-a descărcat într-o proporție relativ mică în timpul $t_r$) se încarcă la nivelul inițial de la sursa $E_c$, prin rezistorul $R_e$ și dioda $D$, timpul de încărcare (de cădere) fiind $t_c \ll t_r$. Timpul de revenire (sau restabilire), $t_0$ (fig. 5.31, *b*) este proporțional cu $C_2$, deci mărirea exagerată a acestui condensator este limitată, practic, la $\frac{C}{C_2} \approx 0{,}1$.

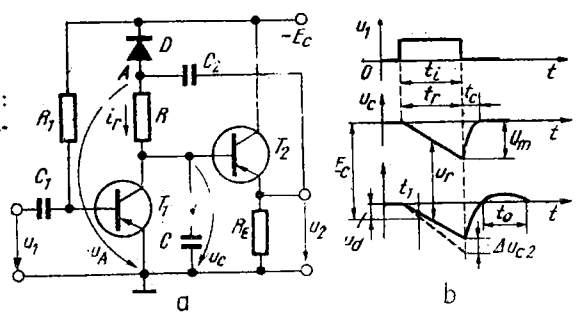



Fig. 5.31. GTLV cu reacție pozitivă: *a* — schema de principiu; *b* — diagrama de funcționare.

Schema și diagramele de funcționare ale unui GTLV cu reacție negativă sînt prezentate în fig. 5.32. Înainte de aplicarea impulsului de intrare $u_1$ tranzistorul $T$ este blocat. În acest sens, prin alegerea corespunzătoare a divizorului rezistiv $R$, $R_1$, $r_{id}$ și a surselor $E_C$ și $E$, se stabilește la baza tranzistorului $T$ tensiunea de saturație $u_{B\,sat}$ pozitivă (fig. 5.32, *b*):

$$0 < u_{B\,sat} = E - (E_C + E)\frac{R_1 + r_{id}}{R + R_1 + r_{id}} - i_{b0}(R_1 + r_{id}) \qquad (5.56)$$

În general, $u_B \gg E_C$, deci condensatorul $C$ este încărcat la tensiunea $E_C$

$$u_C(0) = E_C + u_B \approx E_C \qquad (5.57)$$

După aplicarea impulsului $u_1$, care are durata $t_i = t_r$, se închide dioda $D$, iar tensiunea bazei $T$ scade (la $u_{B0} \approx 0{,}3$ V pentru tranzistoare cu germaniu și la $u_{B0} \approx 0{,}6$ V pentru cele cu siliciu), valoarea absolută a saltului fiind

$$|\Delta u_1| = u_{B\,sat} + u_{B0} \qquad (5.58)$$

Cu aceeași valoare $|\Delta u_1|$ scade și tensiunea pe colector. În timpul de creștere $t_r$ condensatorul $C$ se descarcă pe traseul $-E_C - R - C - T$ (deschis) —masă. Din cauza reacției negative între colector și bază, descărcarea condensatorului $C$ se realizează aproape numai pe seama curentului continuu

$$i_r = \frac{E_C - u_B}{R} \approx \frac{E_C}{R} = \text{const.} \qquad (5.59)$$

Ca o consecință a descărcării sub curent constant, în timpul $t_r$, tensiunea $u_C$ pe condensator este liniară, deci și tensiunea de ieșire $u_2$ este liniară.

După timpul de creștere $t_r$, dioda $D$ se deschide, iar tranzistorul $T$ revine în starea inițială de saturație.

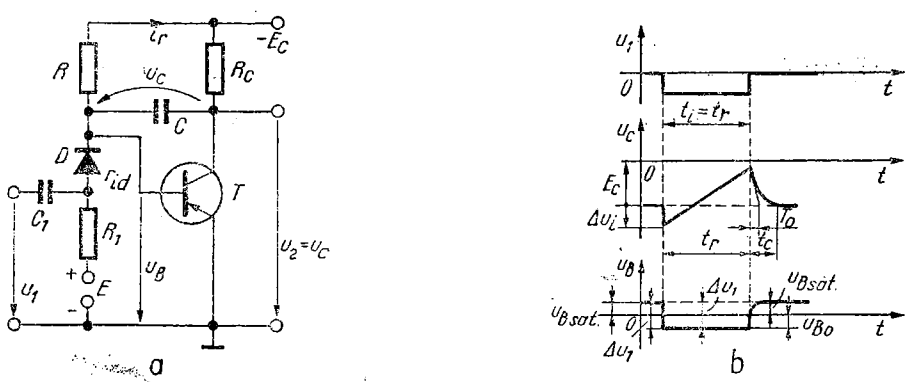



Fig. 5.32. GTLV cu reacție negativă:
*a* — schema de principiu; *b* — diagrama de funcționare.

## 5.6. GENERATOARE CU AUTOBLOCARE

### 5.6.1. GENERALITĂȚI

Generatorul cu autoblocare (*GA*), numit și generator „blocking" este un circuit basculant care poate funcționa atît în regim astabil, cît și în regim monostabil. *GA* are o reacție pozitivă puternică, realizată cu ajutorul unui

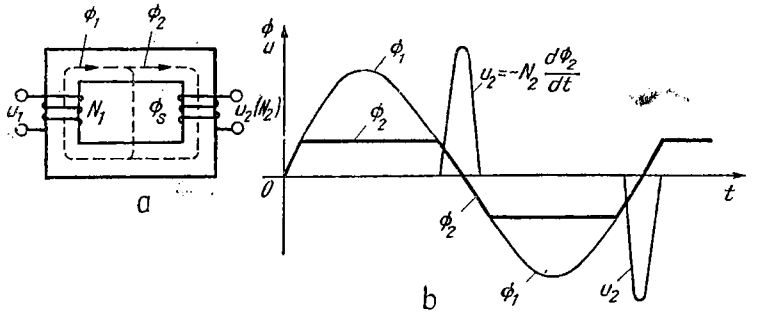



Fig. 5.33. Transformator de impulsuri cu miezul înfășurării secundare suprasaturat și miezul înfășurării primare nesaturat:
*a* — schema de principiu; *b* — diagrama fluxurilor și a impulsurilor.

transformator de impulsuri, cu miez din ferită, sau miez feromagnetic de construcție specială (fig. 5.33). Aici, $\Phi_1$ este fluxul total, $\Phi_2$—fluxul din înfășurarea secundară, $\Phi_s$—fluxul de pierderi, iar $u_2$—impulsurile obținute pe baza legii inducției electromagnetice.

*GA* generează impulsuri dreptunghiulare de scurtă durată (nanosecunde, pînă la microsecunde), cu fronturi abrupte și amplitudinea egală cu tensiunea sursei de alimentare (sau mai mare, pe seama impulsurilor transformatorului).

### 5.6.2. GA ÎN REGIM ASTABIL

În fig. 5.34 se prezintă schema și principiul de funcționare al unui *GA* în regim de *CBA*. La timpul $t = 0$, tranzistorul $T$ este blocat, blocare întreținută de curentul de descărcare a condensatorului $C$ pe traseul $+E_C$(masă) —înfășurarea transformatorului cu $N_b$ spire $-C-R$ și $-E_C$. T.e.m. indusă în înfășurarea bazei $T$ (cu $N_b$ spire) în timpul $0 \ldots t_1$ este neglijabilă, deoarece viteza de variație a curentului de descărcare în acest interval de timp este foarte redusă, adică se poate considera că în timpul $0 \ldots t_1$ condensatorul $C$ este cuplat între bază și emitor (cu + pe baza $T$). La momentul $t_1$ tranzistorul se deblochează, apare curentul $i_B$ în baza $T$, curentul $i_C$ din colectorul $T$ crește, apare impulsul $u_B$ (negativ) pe baza $T$, care duce la creșterea curenților din baza $T$ și colectorul $T$. Acest proces în avalanșă (regenerativ) durează un timp foarte scurt, $\Delta t = t_2 - t_1$ (fig. 5.34, *b*), timp în care tranzistorul $T$ se găsește în stare activă. În intervalul $\Delta t$ tensiunea pe condensatorul $C$ crește foarte puțin (practic, rămîne la valoarea zero). În intervalul de timp $t_2 \ldots t_3$, tranzistorul este saturat, condensatorul $C$ se încarcă, curentul $i_B$ și tensiunea $u_B$ scad pînă la valoarea zero, curentul din colector $i_C$ se men-

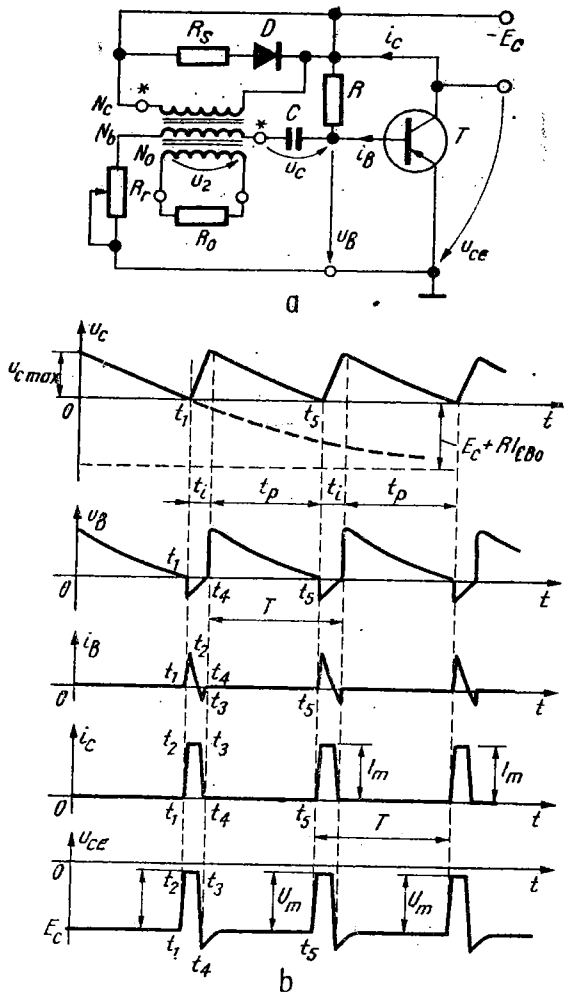



Fig. 5.34. Generator cu autoblocare în regim astabil: *a* — schema de principiu; *b* — diagramele de funcționare.

ține constant, iar tensiunea de colector $u_C$ este aproximativ egală cu zero. Condensatorul $C$ se încarcă sub acțiunea t.e.m. de inducție în formă de impuls

$$u_B = \frac{N_b}{N_c} E_C \qquad (5.60)$$

care ia naștere datorită curentului de magnetizare $i_\mu$. Acest curent crește liniar în timpul $t_2 \dots t_3$ (miezul fiind nesaturat):

$$i_\mu = \frac{E_C}{L} t \qquad (5.61)$$

unde $L$ este inductivitatea proprie a transformatorului de impulsuri. Pe măsura încărcării condensatorului, curentul bazei $i_B$ scade, iar gradul de saturație a tranzistorului se reduce, pînă în momentul $t_3$ cînd trece din starea de saturație în starea activă. În timpul $\Delta t = t_4 - t_3$ se formează al doilea front al impulsului $i_C$, iar în momentul $t_4$ tranzistorul $T$ se blochează.

Procesul de stabilizare a tensiunilor pe bază și colectorul $T$ se asigură de dioda $D$ și rezistența de șuntare $R_s$. În timpul $t_2 \dots t_4$ dioda $D$ este blocată, iar rezistența șunt $R_s$ nu are nici o influență asupra impulsului dreptunghiular.

Dacă $C > 10^4$ pF, atunci amplitudinea negativă $i_B$ din apropierea momentului $t_4$ se neglijează. În momentul $t_4$ se poate scrie

$$u_{C\,max} = u_B = E_C \frac{N_b}{N_c} \qquad (5.62)$$

Timpul de descărcare al condensatorului $C$ de la $u_{Cmax}$ la $u_C = 0$ este timpul de blocare a tranzistorului $T$, adică timpul de pauză $t_p$, scurs din momentul $t_4$ pînă în momentul $t_5$. Se poate arăta că timpul de pauză are valoarea aproximativă

$$t_p = RC \ln\left(1 + \frac{N_b}{N_c}\right) \qquad (5.63)$$

Timpul de existență al impulsului dreptunghiular este $t_i$ și are valoarea

$$t_i = \frac{L\left(\frac{N_b}{N_c} h_{21e} R_i - \frac{R_i^2}{R_0'}\right)}{\frac{L}{C} h_{21e} \frac{N_b}{N_c} + R_i^2} \tag{5.64}$$

unde $R_0' = \frac{N_b^2}{N_0^2} R_0$. Dacă $R_0' \ll R_i^2$, sau dacă $R_0' = \infty$, relația (5.64) devine

$$t_i = \frac{L \frac{N_b}{N_c} h_{21e} R_i}{\frac{L}{C} h_{21e} \frac{N_b}{N_c} + R_i^2} \tag{5.65}$$

Din (5.63) rezultă că reglarea $t_p$ se poate face prin constanta de timp $T_0 = RC$ (modificînd $C$), dar prin modificarea valorii $C$ se modifică $t_i$ (5.64). De aceea, $t_p$ se reglează (în limite restrînse) prin modificarea rezistenței $R$ între 5 și 30 kΩ (sub 5 kΩ, crește $t_i$, iar peste 30 kΩ, nu se mai poate asigura o stabilitate termică satisfăcătoare).

### 5.6.3. GA ÎN REGIM MONOSTABIL

Schema și principiul de funcționare a unui *GA* în regim de *CBM* sînt prezentate în fig. 5.35. Starea stabilă a *GA* se asigură cu ajutorul sursei $E$ care polarizează pozitiv baza $T$. În această stare tranzistorul este blocat, tensiunea pe colector fiind $-E_C$.

Pentru declanșarea *GA* se alege un impuls negativ $u_1$ a cărui amplitudine este $|U_1| > E$. După aplicarea impulsului $u_1$, tranzistorul $T$ se deblochează, curentul de colector, care trece prin înfășurarea din colector a transformatorului de impulsuri $TI$, induce în înfășurarea din baza $T$, o t.e.m., cu polaritatea minus pe baza $T$. Această stare activă se termină cînd tranzistorul $T$ se saturează, apoi se blochează, schema revenind în starea inițială, iar con-

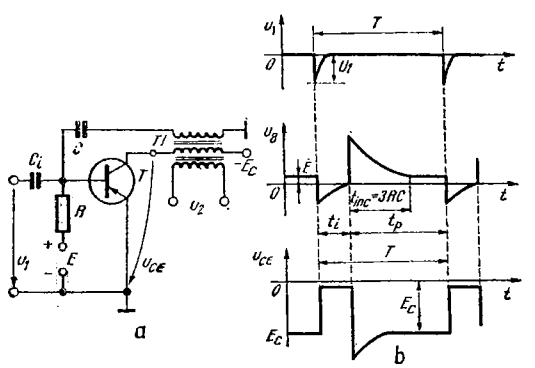



Fig. 5.35. Generator cu autoblocare în regim monostabil:
*a* — schema de principiu; *b* — diagramele de funcționare.

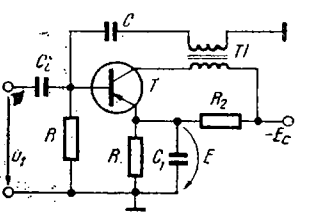


Fig. 5.36. GA în regim de CBM, cu reîncărcarea condensatorului $C$ prin rezistorul $R$ și o înfășurare a TI.

densatorul $C$ se reîncarcă pe traseul $+E - R - C -$ înfășurarea din baza $T$ a $TI$-masă, într-un timp aproximativ egal cu trei constante de timp:

$$t_{inc} = 3RC < T - t_i = t_p \tag{5.66}$$

Într-o variantă practică, sursa de polarizare E se înlocuiește cu un divizor de tensiune $R_1R_2$ (fig. 5.36). Curentul divizorului este $I_{div} = 0{,}5 \ldots 5$ μA, iar rezistențele $R_1$ și $R_2$ au valorile

$$R_1 = \frac{E}{I_{div}} = 2R\,\frac{I_{CB0}}{I_{div}} \tag{5.67}$$

$$R_2 = \frac{E_C - E}{I_{div}} = \frac{E_C - 2RI_{CB0}}{I_{div}} \tag{5.68}$$

Pentru asigurarea condiției (5.66) este necesar ca

$$C_1 \gg \frac{T}{R_{ech}} = T\,\frac{R_1 + R_2}{R_1R_2}. \tag{5.69}$$

# 6. CIRCUITE LOGICE

## 6.1. FUNCȚII LOGICE ELEMENTARE

În algebra logicii, numită și *algebra booleană* (după numele matematicianului G. Boole), se operează cu propoziții, la care interesează veridicitatea acestora. În logica bivalentă se presupune că o propoziție poate fi adevărată sau falsă. Fiecărei propoziții i se poate asocia o variabilă, numită *variabilă logică* sau *binară*, care are valoarea 1 cînd propoziția este adevărată și 0 cînd proporția este falsă. Fie, de exemplu, propoziția „butonul $X$ este acționat" (fig. 6.1, *a*). Acestei propoziții i se poate asocia variabila binară $x$, care are valoarea 1 dacă propoziția este adevărată (butonul fiind acționat, contactul electric este închis) și 0 dacă propoziția este falsă (contactul electric deschis). În mod similar, propoziției „releul $Y$ este acționat" (fig. 6.1, *b*) i se poate asocia variabila binară $y$, avînd o semnificație asemănătoare.

Veridicitatea unei propoziții poate să depindă de veridicitatea altor propoziții. Ilustrînd această idee prin exemple simple, luate din domeniul schemelor de comandă cu contacte și relee, se vor introduce — în cele ce urmează — — funcțiile logice elementare.

Referindu-ne la cele două propoziții menționate mai sus, constatăm că în schema dată în fig. 6.2, propoziția a doua este adevărată cînd prima propoziție este adevărată și invers. Deci, este valabilă identitatea logică:

$$y = x \tag{6.1}$$

În cadrul schemei din fig. 6.3, contactul butonului $X$ este normal închis. Cînd butonul este acționat, releul $Y$ nu este acționat și invers. Se realizează deci *negația logică*, notată simbolic

$$y = \bar{x} \tag{6.2}$$

Corespondența dintre variabila dependentă și cea independentă este dată de tabelul de adevăr 6.1.

*Disjuncția logică* a două variabile binare $x_1$ și $x_2$ se notează $x_1 \cup x_2$, avînd valoarea 1 dacă una din variabile sau amîndouă au valoarea 1. Tabelul de

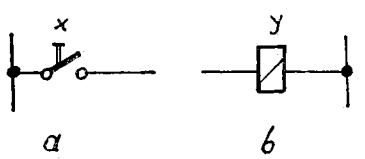



Fig. 6.1. Explicativă la definirea funcțiilor logice elementare.

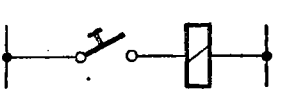


Fig. 6.2. Realizarea identității logice.

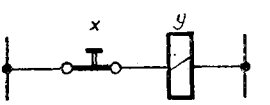



Fig. 6.3. Realizarea negației logice.

adevăr 6.2 al disjuncției logice arată că aceasta are valoarea 1 dacă $x_1$ *sau* $x_2$ *sau* $x_1$ și $x_2$ au valoarea logică 1. Ca urmare, disjuncția logică se mai numește funcție logică „SAU". Interpretarea fizică a acesteia este ilustrată prin schema dată în fig. 6.4, din care rezultă

$$y = x_1 \cup x_2 \tag{6.3}$$

*Tabelul 6.1*

| $x$ | 0 | 1 |
|---|---|---|
| $y = \bar{x}$ | 1 | 0 |

*Tabelul 6.2*

| $x_1$ | 0 | 1 | 0 | 1 |
|---|---|---|---|---|
| $x_2$ | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $x_1 \cup x_2$ | 0 | 1 | 1 | 1 |

*Conjuncția logică* a două variabile binare $x_1$ si $x_2$ se notează $x_1 \cap x_2$, avînd valoarea 1 dacă ambele variabile au valoarea 1. Din tabelul de adevăr 6.3 se constată că numai atunci cînd $x_1$ *și* $x_2$ au valoarea logică 1, conjuncția logică are valoarea 1. Din acest motiv, conjuncția logică se mai numește funcție logică „ȘI". Interpretarea fizică a funcției „ȘI" este dată de schema din fig. 6.5, de unde rezultă

$$y = x_1 \cap x_2 \tag{6.4}$$

Uneori, pentru simplificarea scrierii, simbolizarea conjuncției logice a variabilelor $x_1$ și $x_2$ se face sub forma $x_1 \cdot x_2$, deci relația (6.4) se scrie

$$y = x_1 \cdot x_2 \tag{6.5}$$

Funcțiile logice NU, SAU, ȘI reprezintă *funcții elementare* în algebra propozițiilor. În afara acestora, se mai utilizează și alte funcții logice, cum sînt: NICI, NUMAI, SAU EXCLUSIV etc.

Funcția logică NICI a două variabile binare $x_1$ și $x_2$ se notează prin $x_1 \downarrow x_2$ și este definită prin intermediul tabelului de adevăr 6.4. Se remarcă faptul că funcția are valoarea 1, atunci cînd *nici* $x_1$, *nici* $x_2$ nu sînt egale cu 1. Comparînd tabelele de adevăr 6.2 și 6.4, se constată că funcția NICI reprezintă, de fapt, funcția SAU negată

$$x_1 \downarrow x_2 = \overline{x_1 \cup x_2} \tag{6.6}$$

Din acest motiv, funcția NICI se mai numește funcție SAU—NU.

Funcția logică NUMAI a două variabile binare $x_1$ și $x_2$ se notează prin $x_1 \uparrow x_2$ și este definită prin intermediul tabelului de adevăr 6.5. Din compararea tabe-

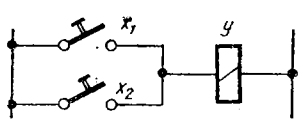



Fig. 6.4. Realizarea funcției logice SAU.

*Tabelul 6.3*

| $x_1$ | 0 | 1 | 0 | 1 |
|---|---|---|---|---|
| $x_2$ | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $x_1 \cap x_2$ | 0 | 0 | 0 | 1 |

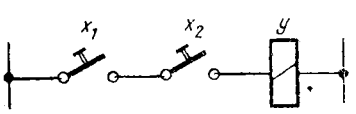



Fig. 6.5. Realizarea funcției logice ȘI.

*Tabelul 6.4*

| $x_1$ | 0 | 1 | 0 | 1 |
|---|---|---|---|---|
| $x_2$ | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $x_1 \downarrow x_2$ | 1 | 0 | 0 | 0 |

lelor de adevăr 6.3 și 6.5 rezultă că funcția NUMAI se obține prin negarea funcției ȘI:

$$x_1 \uparrow x_2 = \overline{x_1 \cdot x_2} \tag{6.7}$$

ceea ce justifică denumirea* ȘI—NU a acestei funcții.

Funcția logică SAU—EXCLUSIV a două variabile binare $x_1$ și $x_2$ se notează prin $x_1 \oplus x_2$ și este definită prin intermediul tabelului de adevăr 6.6. Semnificația și denumirea funcției sînt legate de interpretarea propozițiilor de forma: „Mașina funcționează în regim de motor sau în regim de generator", care exclude posibilitatea de a fi adevărate simultan cele două alternative implicate în propoziție. În conformitate cu tabelul de adevăr 6.6, funcția SAU—EXCLUSIV este disjuncția termenilor $x_1 \cdot \bar{x}_2$ și $\bar{x}_1 \cdot x_2$, adică

$$x_1 \oplus x_2 = x_1 \cdot \bar{x}_2 \cup \bar{x}_1 \cdot x_2 \tag{6.8}$$

*Tabelul 6.5*

| $x_1$ | 0 | 1 | 0 | 1 |
|---|---|---|---|---|
| $x_2$ | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $x_1 \uparrow x_2$ | 1 | 1 | 1 | 0 |

*Tabelul 6.6*

| $x_1$ | 0 | 1 | 0 | 1 |
|---|---|---|---|---|
| $x_2$ | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $x_1 \oplus x_2$ | 0 | 1 | 1 | 0 |

## 6.2. RELAȚII FUNDAMENTALE ÎN ALGEBRA LOGICII

Pentru transformarea unor expresii logice în altele, echivalente celor inițiale, însă cu o structură mai simplă, se folosesc o serie de relații fundamentale, date în tabelul 6.7. Verificarea acestora se poate face cu ușurință, utilizînd tabelele de adevăr ale funcțiilor logice de bază.

Relațiile date în tabelul 6.7 permit exprimarea funcțiilor NICI, NUMAI, SAU—EXCLUSIV prin intermediul funcțiilor NU, ȘI, SAU. Astfel, utilizînd

*Tabelul 6.7*

| Nr. crt. | Denumirea relației logice | |
|---|---|---|
| 1 | Proprietățile constantelor logice 0 și 1 | $x \cup 0 = x$ $\quad x \cdot 0 = 0$<br>$x \cup 1 = 1$ $\quad x \cdot 1 = x$ |
| 2 | Proprietatea de idempotență | $x \cup x = x$<br>$x \cdot x = x$ |
| 3 | Proprietatea de asociativitate | $(x_1 \cdot x_2) \cdot x_3 = x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3)$<br>$(x_1 \cup x_2) \cup x_3 = x_1 \cup (x_2 \cup x_3)$ |
| 4 | Proprietatea de comutativitate | $x_1 \cdot x_2 = x_2 \cdot x_1$<br>$x_1 \cup x_2 = x_2 \cup x_1$ |
| 5 | Proprietatea de distributivitate | $x_1 \cdot (x_2 \cup x_3) = x_1 \cdot x_2 \cup x_1 \cdot x_3$<br>$x_1 \cup (x_2 \cdot x_3) = (x_1 \cup x_2)(x_1 \cup x_3)$ |
| 6 | Proprietatea de absorbție | $x_1 \cup x_1 \cdot x_2 = x_1$<br>$x_1 \cdot (x_1 \cup x_2) = x_1$ |
| 7 | Teoremele lui De Morgan | $\overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 \cup \bar{x}_2$<br>$\overline{x_1 \cup x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$ |
| 8 | Principiul contradicției | $x \cdot \bar{x} = 0$ |
| 9 | Principiul terțului exclus | $x \cup \bar{x} = 1$ |
| 10 | Principiul dublei negații | $\bar{\bar{x}} = x$ |

* În terminologia străină, funcția SAU-NU se numește NOR(*Not-OR*) iar funcția ȘI-NU se numește NAND (*Not-AND*).

relațiile de definiție (6.6) și (6.7) precum și teoremele lui De Morgan, rezultă

$$x_1 \downarrow x_2 = \overline{x_1 \cup x_2} = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \tag{6.9}$$

$$x_1 \uparrow x_2 = \overline{x_1 \cdot x_2} = \bar{x}_1 \cup \bar{x}_2 \tag{6.10}$$

Transformările inverse, de la NICI și NUMAI, la funcțiile NU, ȘI, SAU, se realizează astfel:

$$\bar{x} = \overline{x \cup x} = x \downarrow x \tag{6.11}$$

$$x_1 \cup x_2 = \overline{\overline{x_1 \cup x_2}} = \overline{x_1 \downarrow x_2} = (x_1 \downarrow x_2) \downarrow (x_1 \downarrow x_2) \tag{6.12}$$

$$x_1 \cdot x_2 = \bar{\bar{x}}_1 \cdot \bar{\bar{x}}_2 = \overline{\bar{x}_1 \cup \bar{x}_2} = \bar{x}_1 \downarrow \bar{x}_2 = (x_1 \downarrow x_1) \downarrow (x_2 \downarrow x_2) \tag{6.13}$$

$$x = \overline{x \cdot x} = x \uparrow x \tag{6.14}$$

$$x_1 \cup x_2 = \bar{\bar{x}}_1 \cup \bar{\bar{x}}_2 = \overline{\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2} = \bar{x}_1 \uparrow \bar{x}_2 = (x_1 \uparrow x_1) \uparrow (x_2 \uparrow x_2) \tag{6.15}$$

$$x_1 \cdot x_2 = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2}} = \overline{x_1 \uparrow x_2} = (x_1 \uparrow x_2) \uparrow (x_1 \uparrow x_2) \tag{6.16}$$

Relațiile de transformare (6.9)—(6.16) sînt sintetizate în tabelele recapitulative 6.8 și 6.9.

*Tabelul 6.8*

| |
|---|
| $x_1 \downarrow x_2 = \overline{x_1 \cup x_2}$ |
| $x_1 \downarrow x_2 = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$ |
| $x_1 \uparrow x_2 = \bar{x}_1 \cup \bar{x}_2$ |
| $x_1 \uparrow x_2 = \overline{x_1 \cdot x_2}$ |

*Tabelul 6.9*

| |
|---|
| $x_1 \cup x_2 = \overline{x_1 \downarrow x_2}$ |
| $x_1 \cdot x_2 = \overline{x_1} \downarrow \overline{x_2}$ |
| $x_1 \cup x_2 = \overline{x_1} \uparrow \overline{x_2}$ |
| $x_1 \cdot x_2 = \overline{x_1} \uparrow x_2$ |

În algebra propozițiilor, funcțiile logice elementare NU, ȘI, SAU formează un sistem complet de funcții, întrucît prin intermediul lor se poate exprima orice altă funcție logică. Relațiile (6.11)—(6.16) arată că atît funcția NICI, cît și funcția NUMAI pot juca rolul unui sistem complet de funcții elementare, ceea ce le conferă o importanță deosebită în circuitele logice de comandă.

## 6.3. REALIZAREA FUNCȚIILOR LOGICE ELEMENTARE CU DISPOZITIVE ELECTRONICE. CIRCUITE LOGICE

În § 6.1 s-a arătat modul de realizare a funcțiilor logice elementare, prin intermediul contactelor. Funcțiile logice se pot realiza și cu ajutorul unor circuite electronice, numite *circuite logice*, în componența cărora intră diode și tranzistoare, care lucrează în regim de comutație.

Diodele semiconductoare se consideră idealizate. Dacă dioda este polarizată în sens direct, ea va fi asimilată cu un element conductor ideal (contact închis), iar dacă este polarizată invers, se va considera ca un izolator ideal (contact deschis). Tranzistoarele utilizate în circuitele logice funcționează în regim de comutație. Punctul de funcționare al unui tranzistor bipolar poate fi pe dreapta de saturație, în punctul $N$, cînd tensiunea $u_{CE}$ este foarte mică.

practic neglijabilă, sau în regiunea de tăiere, în punctul $M$, cînd $u_{CE} = E_C$ (v. fig. 1.73). În mod similar se consideră și tranzistoarele unipolare, cu deosebirea că în starea deschisă, căderea de tensiune pe tranzistor este mai mare (v. fig. 1.100).

Valorilor logice 0 și 1 li se asociază două niveluri de tensiuni electrice: nivel coborît (L) și nivel ridicat (H)*. Regula de asociere

$$\begin{aligned} &0 \text{ logic} \rightarrow (0, \ldots, +\varepsilon_1)\ \text{V} \rightarrow \text{L} \\ &1 \text{ logic} \rightarrow (+\text{E} - \varepsilon_2, \ldots, \text{E}) \rightarrow \text{H} \end{aligned} \tag{6.17}$$

în care $\varepsilon_1$ și $\varepsilon_2$ sînt toleranțe admise, corespunde *logicii pozitive* și se aplică, de exemplu, la utilizarea tranzistoarelor bipolare de tip *npn*. În alte situații, ca de exemplu la utilizarea tranzistoarelor de tip *pnp*, se adoptă *logica negativă*, căreia îi corespunde regula de asociere

$$\begin{aligned} &0 \text{ logic} \rightarrow (0, \ldots, -\varepsilon_1)\ \text{V} \rightarrow \text{L} \\ &1 \text{ logic} \rightarrow (-\text{E} + \varepsilon_2, \ldots, -\text{E}) \rightarrow \text{H} \end{aligned} \tag{6.18}$$

Sub aspect tehnologic, circuitele logice pot fi cu componente discrete sau sub formă de circuite integrate.

În primele variante constructive, circuitele logice se realizau cu componente discrete. În fig. 6.6 este dată schema unui circuit logic NU (logică pozitivă). Dacă $x = 0$, tensiunea de intrare $u_x$ este egală cu 0 V, baza este negativată, tranzistorul este blocat, deci la ieșire se obține $u_y \simeq E$, adică $y = 1$. Dacă $x = 1$, tensiunea de intrare este $u_x \simeq E$ și tranzistorul lucrează în saturație; la ieșire se obține o tensiune $u_y \simeq 0$ V, deci $y = 0$.

În fig. 6.7 este dată schema unui circuit SAU cu diode, lucrînd în logica pozitivă. Funcționarea acestui circuit este următoarea: dacă $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, adică tensiunile de intrare sînt egale cu 0 V, toate punctele circuitului se vor afla la potențial nul, deci $y = 0$; dacă $x_1 = 1$, $x_2 = 0$, dioda $D_1$ conduce, $D_2$ este blocată și tensiunea de ieșire este egală cu cea de la prima intrare, deci $y = 1$; atunci cînd $x_1 = 0$, $x_2 = 1$ sau $x_1 = 1$ și $x_2 = 1$, funcționarea este similară, conducînd $D_2$, respectiv $D_1$ și $D_2$, astfel încît $y = 1$. O altă schemă de circuit SAU este dată în fig. 6.8. Dacă $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, diodele $D_1$ și $D_2$ conduc, anozii diodelor $D_1'$ și $D_2'$ se află la un potențial practic egal cu zero.

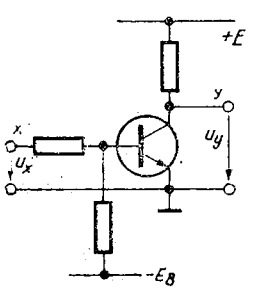



Fig. 6.6. Circuit logic NU.

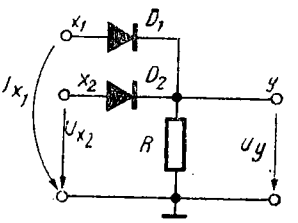



Fig. 6.7. Circuit SAU cu diode.

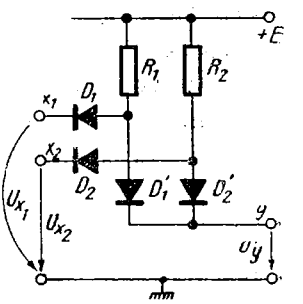



Fig. 6.8. Circuit SAU.

* Notațiile L și H, utilizate frecvent în practică, provin din limba engleză: Low (coborît) și High (ridicat).

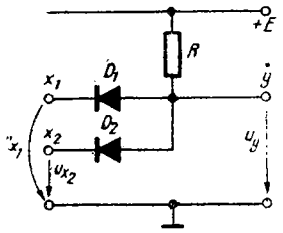



Fig. 6.9. Circuit ŞI cu două intrări.

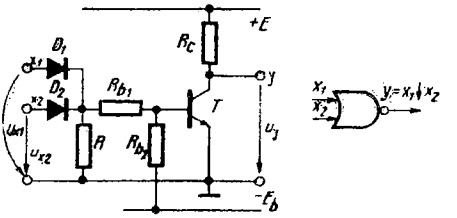



Fig. 6.10. Circuit NICI (SAU — NU).

deci $y = 0$. Cînd $x_1 = 1$ şi $x_2 = 0$, dioda $D_1$ este blocată, $D_2$ conduce; $D_2'$ este blocată, iar $D_1'$ transmite la ieşire potenţialul $+E$, deci $y = 1$. Celelalte situaţii de funcţionare se deduc în mod similar.

Schema unui circuit ŞI cu două intrări, realizat cu diode, în logica pozitivă, este dată în fig. 6.9. Dacă $x_1 = 0$ şi $x_2 = 0$, intrările sînt conectate la potenţialul bornei comune şi diodele $D_1$ şi $D_2$ conduc. Tensiunea de ieşire este egală cu căderea de tensiune pe diodele care conduc, deci rezultă $y = 0$. Dacă $x_1 = 1$ şi $x_2 = 0$, conduce dioda $D_2$, iar $D_1$ este blocată. Tensiunea de ieşire este egală cu căderea de tensiune pe dioda $D_2$, adică 0 V, deci $y = 0$. În mod similar rezultă $y = 0$ cînd $x_1 = 0$, $x_2 = 1$. Atunci cînd $x_1 = 1$ şi $x_2 = 1$, bornele de intrare avînd potenţialul $+E$, toate punctele de conexiune ale diodelor şi rezistenţei se află la acest potenţial, deci tensiunea de ieşire va fi $+E$ şi $y = 1$.

Circuitele NICI (SAU—NU sau NOR) şi NUMAI (ŞI—NU sau NAND) cu componente discrete sînt realizate prin conectarea în serie a circuitului SAU, respectiv ŞI, cu circuitul NU. Schemele acestor circuite, precum şi simbolizarea lor, sînt date în fig. 6.10, pentru SAU—NU, şi fig. 6.11 pentru ŞI—NU.

În prezent, circuitele logice se realizează aproape în exclusivitate sub formă de circuite integrate. După tehnologia utilizată, circuitele logice integrate (CLI) se clasifică în: CLI bipolare, în care se utilizează tranzistoare bipolare, şi CLI—MOS, bazate pe TEC—MOS.

La realizarea CLI bipolare s-au adoptat mai multe tipuri de structuri de bază, dintre care menţionăm, în ordinea în care s-au succedat, tipurile RTL, DTL, TTL, HLL şi $I^2L$.

*Circuitele RTL* (Rezistor-Tranzistor-Logic) au intrările prin rezistenţe, conectate la bazele tranzistoarelor bipolare. În fig. 6.12 este exemplificată structura unui CLI de tip RTL. Se constată că $y = 1$ numai cînd toate tranzistoarele sînt blocate, adică $x_1 = x_2 = x_3 = 0$; deci circuitul realizează funcţia SAU—NU.

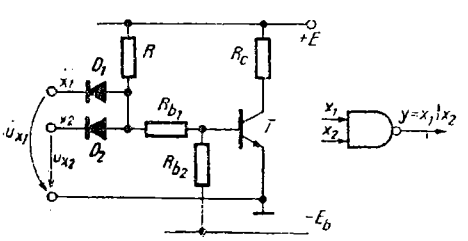



Fig. 6.11. Circuit NUMAI (ŞI — NU).

*Circuitele DTL* (Diodă-Tranzistor-Logic) au structura similară circuitelor cu componente discrete. Pentru exemplificare, în fig. 6.13 este dată schema unui circuit ŞI—NU (NAND) în structura DTL.

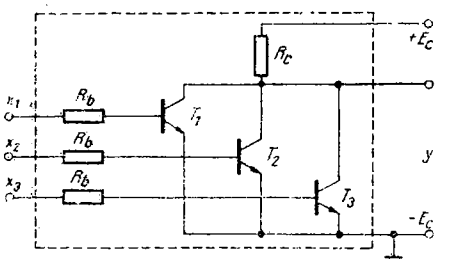



Fig. 6.12. Structura unui CLI de tip RTL.

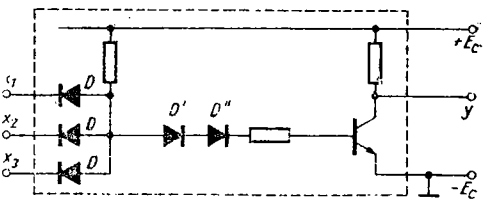



Fig. 6.13. Circuit ȘI — NU în structură DTL.

*Circuitele TTL* (Tranzistor-Tranzistor-Logic) sînt în prezent cele mai utilizate CLI. Modulul logic reprezentativ al familiei TTL este circuitul ȘI—NU, a cărui schemă este dată în fig. 6.14. Tranzistorul de intrare, $T_1$, este de tip multiemitor, adică are o joncțiune bază-colector și mai multe joncțiuni bază-emitor. Dacă la una din intrări se aplică tensiunea 0 V, adică intrarea respectivă se leagă la masă, joncțiunea bază-emitor respectivă conduce, potențialul bazei este practic egal cu 0 V și curentul $i$ este neglijabil. Tranzistorul $T_2$ este blocat și întrucît $i_{E2} = 0$, potențialul bazei tranzistorului $T_4$ este practic egal cu 0 V, deci și acest tranzistor este blocat. Ca urmare, potențialul colectorului acestui tranzistor, adică potențialul bornei de ieșire, este practic egal cu $+E$, întrucît $T_3$ este în conducție. Deci, în această situație, cît și în situațiile cînd mai multe intrări au tensiunea de 0 V, tensiunea de ieșire este practic $+E$, iar curentul prin sarcina conectată la ieșire este asigurat de tranzistorul $T_3$. Dacă la toate intrările se aplică tensiunea $+E$, joncțiunile bază-emitor ale tranzistorului $T_1$ nu conduc, însă va conduce joncțiunea bază-colector, stabilindu-se un curent $i$ suficient de mare pentru aducerea în saturație a tranzistorului $T_2$. Curentul $i_{E2}$ fiind mare, se asigură o cădere de tensiune pe rezistența $R_E$, care determină saturarea tranzistorului $T_4$. În același timp, tranzistorul $T_3$ este blocat, deoarece tensiunea bază-emitor aplicată acestuia este neglijabilă. Întrucît $T_3$ se comportă ca un contact deschis, iar $T_4$ ca un contact închis, tensiunea de ieșire este 0 V, deci $y = 0$.

*Circuitele logice HLL* (High Level Logic) utilizează valori ridicate ale tensiunii, pentru obținerea nivelului $H$, în scopul realizării unei protecții mai bune a semnalului logic împotriva tensiunilor perturbatoare ce apar în instalațiile industriale.

*Circuitele IIL sau $I^2L$* (Integrated Injection Logic) au avantajul unei mari densități de elemente, ca o consecință a particularităților constructive în realizarea tranzistoarelor bipolare. Aceste particularități se pot exemplifica prin operatorul NU (inversorul) cu ieșirea în gol, a cărui realizare în tehnologia $I^2L$ este dată în fig. 6.15. Pentru comparație, aceeași schemă în varianta TTL este prezentată în fig. 6.16. Inversorul $I^2L$ conține un tranzistor *pnp*, $T_1$, care funcționează ca generator (injector) de curent. Curentul $i_{c1}$ este constant, ca la orice tranzistor în conexiune *BC*, fiind determinat de pola-

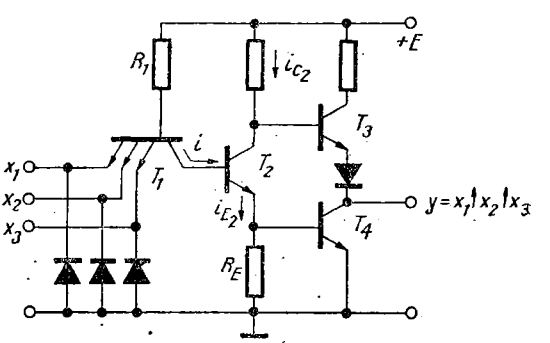



Fig. 6.14. Circuit ȘI—NU în structură TTL.

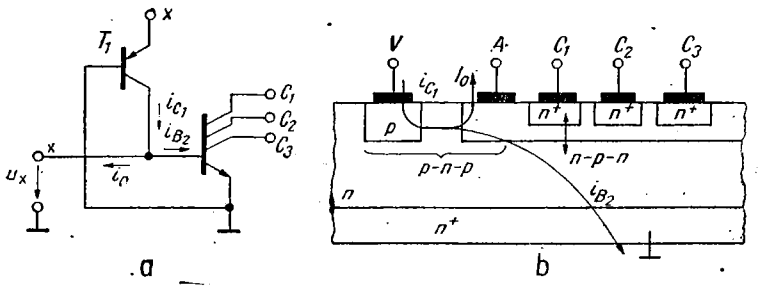



Fig. 6.15. Operatorul NU (inversorul) în structură I²L.

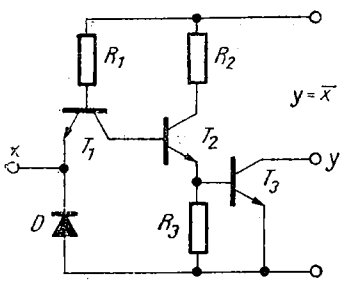


Fig. 6.16. Operatorul NU (inversorul) în structură TTL.

rizarea fixă a circuitului emitor-bază. Dacă $x = 0$, adică borna de intrare este conectată la masă, atunci $i_{C1} \simeq i_0$, $i_{B2} \simeq 0$ și tranzistorul multicolector va fi blocat. Dacă $x = 1$, potențialul bornei de intrare fiind ridicat, rezultă $i_0 \simeq 0$ și $i_{B2} \simeq i_{C1}$, ceea ce determină saturarea tranzistorului $T_2$. Schema inversorului I²L nu conține nici o rezistență; în plus, la realizarea constructivă (fig. 6.15, *b*), emitorul lui $T_2$ și baza lui $T_1$, precum și colectorul lui $T_2$ și baza lui $T_2$ reprezintă zone comune. Aceste particularități permit obținerea unei densități superioare celei din tehnologia TTL.

*Familia CIL—MOS* conține mai multe tipuri de structuri: cu canal *p* (PMOS), cu canal *n* (NMOS), cu tranzistoare MOS complementare (CMOS).

În fig. 6.17 sînt date schemele CIL SAU—NU și ȘI—NU în *structura PMOS*. De regulă, aceste circuite necesită două surse: pentru drenă $E_D$ și pentru zona de izolare a rezistenței integrate, $E_G$. Se poate însă lucra și cu o singură sursă, cînd $E_D = E_G$. Uneori se construiesc circuite multifuncționale, care pot fi conectate astfel, încît să poată realiza diverși operatori logici. În fig. 6.18 este dată schema părții multifuncționale PMOS, de tip ROB1 (fabricație ICCE-București). Se constată cu ușurință că schemele din fig. 6.17 se pot obține cu ușurință din circuitul multifuncțional. Este posibilă obținerea și

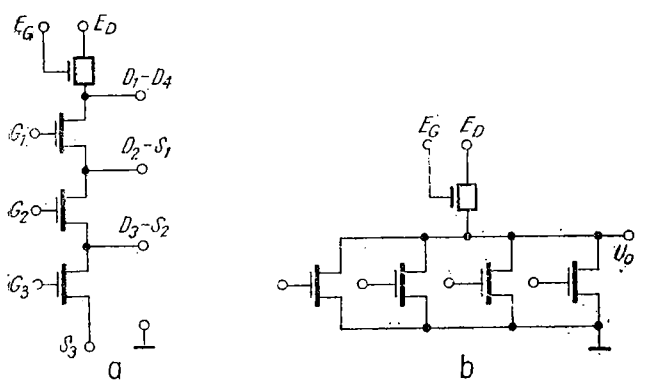



Fig. 6.17. Schemele CIL SAU—NU și ȘI—NU în structură PMOS:
*a* — SAU—NU; *b* — ȘI—NU.

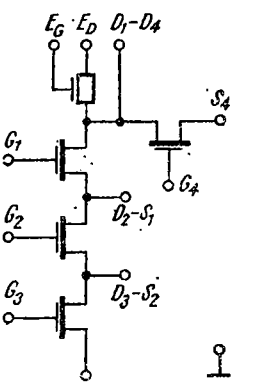


Fig. 6.18. Schema porții multifuncționale PMOS de tip ROB1.

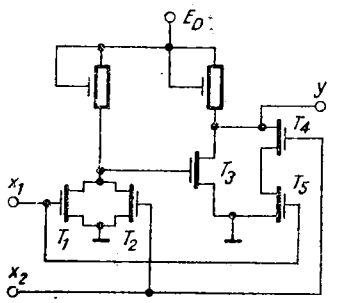



Fig. 6.19. Operatorul SAU—EXCLUSIV.

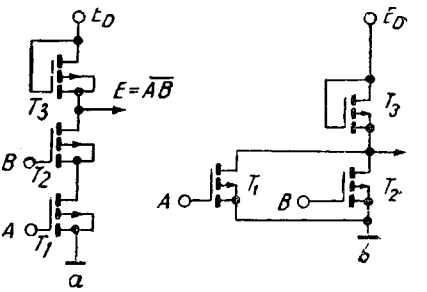



Fig. 6.20. Circuite ŞI—NU şi SAU—NU, în structură NMOS:
*a* — ŞI—NU; *b* — SAU—NU.

a altor circuite logice, ca de exemplu operatorul SAU—EXCLUSIV (fig. 6.19). Structura PMOS a CIL, ilustrată aici prin TEC—MOS cu canal permanent, se poate realiza şi cu TEC—MOS cu canal indus.

*Structura CIL—NMOS* nu diferă esenţial de cea precedentă. În fig. 6.20 se prezintă, pentru exemplificare, circuitele ŞI—NU şi SAU—NU, în care tranzistoarele $T_1$ şi $T_2$ sînt comandate de semnalele de intrare, iar $T_3$ joacă rolul de rezistenţă de sarcină. Dacă tensiunile de intrare sînt sub un anumit nivel, tranzistoarele sînt blocate; dacă însă au valorile corespunzătoare nivelului $H$ (1 logic), ele conduc, avînd căderea de tensiune $u_{DS}$ foarte mică ($E \approx 0$). În aceste condiţii, funcţionarea acestor circuite este similară celor de acelaşi tip, descrise anterior.

*Circuitele logice CMOS* conţin tranzistoare MOS complementare: cu canal *n* şi cu canal *p*. Pentru ilustrarea principiului de realizare a acestor circuite, în fig. 6.21 este prezentat operatorul NU (inversorul). Dacă $x = 0$, adică $u_x \simeq 0$, tranzistorul $T_1$ este blocat iar tensiunea de grilă a tranzistorului $T_2$ este $u_{G2} \simeq -E_s$, astfel încît canalul acestuia este deschis, transmiţînd la ieşire tensiunea $U_y \simeq E_s$, deci $y = 1$. Dacă $x = 1$, adică $u_x \simeq E_s$, rezultă $u_{G2} \simeq 0$ şi $u_{G2} \simeq +E_s$; prin urmare, tranzistorul $T_2$ este blocat, iar canalul tranzistorului $T_1$ este deschis, astfel încît $U_y = 0$ şi $y = 0$. În fig. 6.22 sînt date schemele circuitelor SAU—NU şi ŞI—NU, în realizarea CMOS. În cazul circuitului SAU—NU, se obţine $u_y \simeq U_s$ dacă toate intrările sînt la zero, deoarece în acest caz tranzistoarele $T_1$, $T_2$ şi $T_3$ sînt blocate, iar canalele tranzistoarelor $T_4$, $T_5$ şi $T_6$ sînt deschise. La circuitul ŞI—NU rezultă $u_y \simeq 0$ numai cînd $T_1$, $T_2$ şi $T_3$ sînt deschise, iar $T_4$, $T_5$, $T_6$ — blocate; aceasta se întîmplă cînd $x_1 = x_2 = x_3 = 1$.

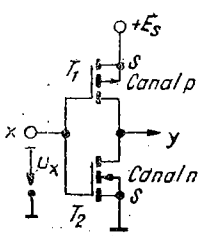



Fig. 6.21. Operatorul NU în circuit CMOS.

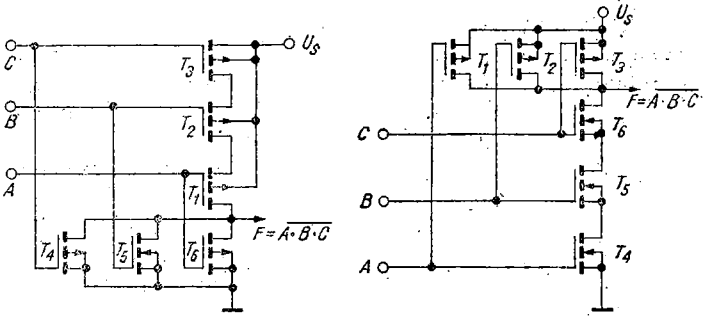



Fig. 6.22. Circuitele SAU—NU şi ŞI—NU în tehnologie CMOS:
*a* — ŞI—NU; *b* — SAU—NU.

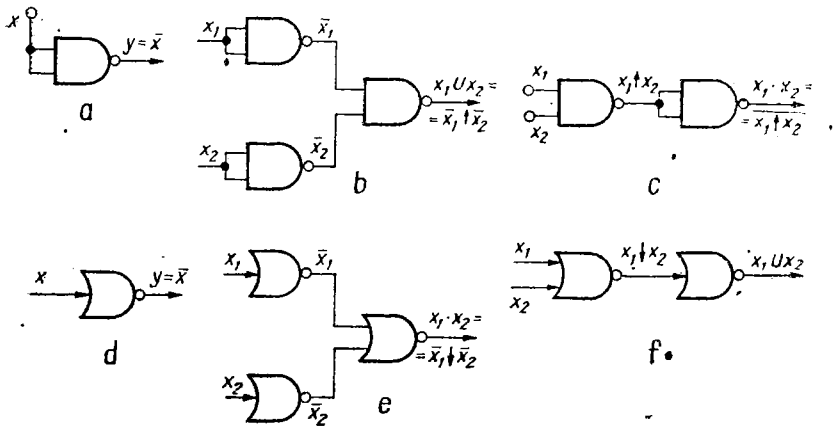


Fig. 6.23. Realizarea funcțiilor logice NU, ȘI, SAU, prin module ȘI—NU respectiv SAU—NU:
*a, b, c* — NU, SAU, ȘI prin ȘI-NU; *d. e. f* — NU, ȘI, SAU prin SAU—NU.

În cadrul familiilor de circuite logice prezentate, modulele cele mai utilizate sînt ȘI—NU și SAU—NU. Dacă se impune realizarea unor scheme logice de comandă numai cu unul din aceste module, este necesar să se exprime funcțiile logice NU, ȘI, SAU prin module ȘI—NU, respectiv SAU—NU, în conformitate cu schemele date în fig. 6.23, justificate prin relațiile din tabelul 6.9.

## 6.4. CIRCUITE LOGICE COMBINAȚIONALE

### 6.4.1. NOȚIUNI GENERALE

Fie un circuit de comandă (fig. 6.24, *a*), caracterizat prin următoarele elemente:

— elemente de intrare: $U_1, U_2, ..., U_m$, reprezentînd contacte de butoane și de limitatoare de cursă, contacte ale unor relee din alte scheme de comandă etc.;

— elementele de ieșire: $Y_1, Y_2, ..., Y_r$, reprezentînd înfășurări de relee și/sau contactoare, înfășurări ale robinetelor electromagnetice, lămpi de semnalizare etc.;

— un ansamblu de elemente de comandă (contacte sau circuite logice), a cărui structură nu este precizată în fig. 6.24, *b*.

Asociind elementelor de intrare-ieșire variabile binare, notate cu litere mici, schema de comandă se poate reprezenta ca în fig. 6.24, *b*, în care $u_1$, $u_2$, ..., $u_m$ se numesc mărimi de intrare, iar $y_1, y_2, ..., y_r$ — mărimi de ieșire. Mărimile de intrare sînt variabile binare independente, iar mărimile de ieșire sînt variabile binare dependente.

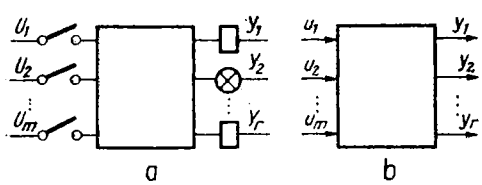


Fig. 6.24. Circuit de comandă:
a — schema; *b* — simbolizarea.

Circuitele logice combinaționale sînt acele circuite de comandă, la care setul mărimilor de ieșire, în orice moment, este determinat în mod univoc de

setul mărimilor de intrare, în momentul considerat. Cu alte cuvinte, unei situații date a elementelor de intrare (acționate sau neacționate), îi corespunde în mod univoc o anumită situație a elementelor de ieșire.

Circuitele logice combinaționale sînt descrise de ecuații ieșire-intrare de forma:

$$\begin{aligned} y_1 &= f_1(u_1, u_2, \ldots, u_m) \\ y_2 &= f_2(u_1, u_2, \ldots, u_m) \\ &\vdots \quad \vdots \\ y_r &= f_r(u_1, u_2, \ldots, u_m) \end{aligned} \tag{6.19}$$

în care $f_1(.), f_2(.), \ldots, f_r(.)$ sînt funcții boolene, adică funcții în care variabilele sînt legate prin operațiile algebrei boolene.

În privința circuitelor logice combinaționale se pot formula două categorii de probleme: de analiză și de sinteză.

### 6.4.2. ANALIZA CIRCUITELOR LOGICE COMBINAȚIONALE

În problemele de analiză se dă structura circuitului combinațional, starea elementelor de intrare (dacă sînt acționate sau nu) și se cere starea elementelor de ieșire. O problemă de analiză, de tipul celei formulate, se rezolvă în trei etape:

— pornind de la schema circuitului combinațional, se asociază variabile binare elementelor de intrare-ieșire și se scrie funcția booleană corespunzătoare schemei date;

— se înlocuiesc variabilele binare independente cu 1 sau 0, după starea elementelor de intrare respective;

— se evaluează expresia booleană, determinînd variabila* dependentă (mărimea de ieșire): dacă aceasta este 1, elementul de ieșire este acționat, dacă are valoarea 0, elementul de ieșire este neacționat.

Vom ilustra procedura descrisă prin intermediul schemei de comandă cu contacte și relee, dată în fig. 6.25. Aici, $U_1$, $U_2$ și $U_3$ sînt contacte normal deschise și normal închise ale unor elemente de comandă, limitatoare de cursă etc. Așa cum s-a arătat în § 6.1, contactelor normal deschise li se asociază variabile binare, notate cu litere mici, iar contactelor normal închise li se asociază variabile negate, întrucît atunci cînd elementul de comandă respectiv este acționat, contactul este deschis. Asociind o variabilă binară, $y$, elementului de ieșire, $Y$, schema de comandă poate fi reprezentată ca în fig. 6.26.

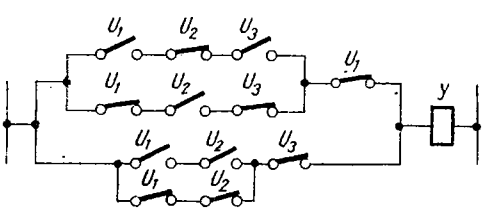



Fig. 6.25. Schemă de comandă cu contacte și relee.

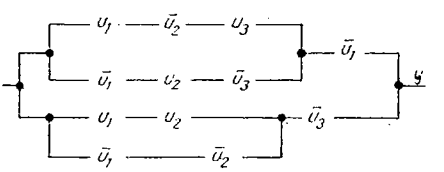



Fig. 6.26. Schemă de comandă echivalentă schemei din fig. 6.25.

* În cele ce urmează se vor presupune circuite de comandă combinaționale cu o singură mărime de ieșire.

Cunoscînd realizarea cu contacte a funcțiilor logice elementare, variabila de ieșire $y$ se poate exprima cu ușurință prin intermediul variabilelor de intrare $u_1$, $u_2$ și $u_3$:

$$y = (u_1\bar{u}_2u_3 \cup \bar{u}_1u_2\bar{u}_3)\,\bar{u}_1 \cup (u_1u_2 \cup \bar{u}_1\bar{u}_2)\,\bar{u}_3 \qquad (6.20)$$

Presupunem că, în cadrul problemei de analiză, se cere starea elementului de ieșire, atunci cînd $U_1$ și $U_2$ sînt acționate, iar $U_3$ este neacționat. Punînd în expresia (6.20) $u_1 = u_2 = 1$ și $u_3 = 0$, se obține:

$$y = (1 \cdot \bar{1} \cdot 0 \cup \bar{1} \cdot 1 \cdot \bar{0}) \cdot \bar{1} \cup (1 \cdot 1 \cup \bar{1} \cdot \bar{1}) \cdot \bar{0} = 1$$

deci elementul de ieșire este acționat.

Formularea problemelor de analiză a schemelor combinaționale poate fi completată în sensul determinării unei scheme de comandă, mai simplă, însă echivalentă cu cea inițială, sau al stabilirii unei scheme de comandă, cu aceleași funcțiuni, însă realizată prin alte dispozitive (de ex., circuite logice). Rezolvările acestor completări din formularea problemelor de analiză constituie, în același timp, soluții ale unor etape din procedura de sinteză a schemelor combinaționale.

Fie schema de comandă din fig. 6.25. Se cere o schemă echivalentă cu aceasta, însă mai simplă, adică realizată cu un număr mai mic de elemente. Pentru simplificarea schemei de comandă se procedează la minimizarea funcției booleene (6.20), adică la aducerea acesteia la o formă cît mai simplă. Utilizînd relațiile fundamentale din algebra booleeană, se obține:

$$y = (u_1\bar{u}_2u_3 \cup \bar{u}_1u_2\bar{u}_3)\bar{u}_1 \cup (u_1u_2 \cup \bar{u}_1\bar{u}_2)\bar{u}_3 =$$

$$= u_1\bar{u}_1\bar{u}_2u_3 \cup \bar{u}_1\bar{u}_1u_2\bar{u}_3 \cup u_1u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1\bar{u}_2\bar{u}_3 = \bar{u}_1u_2\bar{u}_3 \cup u_1u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1\bar{u}_2\bar{u}_3 \qquad (6.21)$$

Mărimea de ieșire s-a exprimat printr-o disjuncție a unor conjuncții logice. Funcția booleeană corespunzătoare se prezintă în *forma canonică disjunctivă*. Constituenții disjuncției se numesc *mintermeni*. Pentru obținerea formei canonice disjunctive minimale se pot utiliza mai multe metode. Avînd în vedere numărul redus de mintermeni, îi vom cupla cîte doi, astfel încît fiecare pereche să aibă numai un singur termen diferit în conjuncțiile respective. Astfel, primii doi mintermeni se pot cupla avînd $u_2\bar{u}_3$ ca parte comună în conjuncții. La fel, primul și al treilea se pot cupla, avînd $\bar{u}_1\bar{u}_2$ ca parte comună. Pentru a nu rămîne un mintermen necuplat, în expresia (6.21) se adaugă în disjuncție mintermenul existent $\bar{u}_1u_2\bar{u}_3$ (care se poate cupla cu ceilalți doi):

$$y = \bar{u}_1u_2\bar{u}_3 \cup u_1u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1\bar{u}_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1u_2\bar{u}_3 \qquad (6.22)$$

Această expresie este identică cu cea precedentă, deoarece $\bar{u}_1u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1u_2\bar{u}_3 = \bar{u}_1u_2\bar{u}_3$, ca urmare a proprietății de idempotență. Cuplînd primii doi mintermeni, precum și următorii doi, prin utilizarea proprietății de distributivitate se obține

$$y = (\bar{u}_1 \cup u_1)u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1\bar{u}_3(\bar{u}_2 \cup u_2) \qquad (6.23)$$

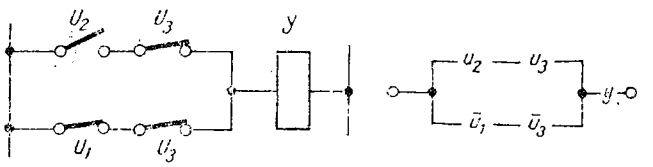
sau

$$y = u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1\bar{u}_3 \qquad (6.24)$$

deoarece $\bar{u}_1 \cup u_1 = 1$ și $\bar{u}_2 \cup u_2 = 1$, în conformitate cu principiul terțului exclus.

Se constată cu ușurință că funcția booleeană în forma canonică disjunctivă nu se poate simplifica mai mult. Forma minimală a funcției booleene se prezintă ca o disjuncție a unor termeni numiți *implicanți primi* ai funcției. Deci,

Fig. 6.27. Schema de comandă minimală echivalentă schemei din fig. 6.25.



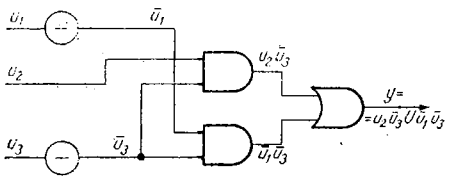


Fig. 6.28. Schema echivalentă funcției logice (6.24).

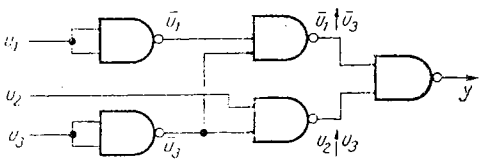


Fig. 6.29. Schema circuitului de comandă realizată cu module ȘI—NU.

în esență, determinarea *formei canonice disjunctive minimale* a funcției booleene inițiale se reduce la deducerea implicațiilor primi ai acesteia.

Corespunzător ecuației (6.24) se poate desena schema de comandă minimală din fig. 6.27, echivalentă cu schema inițială din fig. 6.25.

Realizarea cu circuite logice NU, ȘI, SAU a circuitului de comandă, corespunzător funcției logice (6.24), se face prin schema dată în fig. 6.28. Dacă se pune problema deducerii unei scheme de comandă, realizată cu elemente ȘI—NU, se transformă funcția (6.24) după cum urmează:

$$y = u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1\bar{u}_3 = (\overline{u_2\bar{u}_3}) \uparrow (\overline{\bar{u}_1\bar{u}_3}) = (u_2 \uparrow \bar{u}_3) \uparrow (\bar{u}_1 \uparrow \bar{u}_3) \qquad (6.25)$$

Utilizînd module ȘI—NU cu două intrări, rezultă schema circuitului de comandă din fig. 6.29.

### 6.4.3. FORMELE CANONICE ALE FUNCȚIILOR LOGICE

În cadrul exemplului prezentat în paragraful anterior, s-au introdus unele noțiuni importante în algebra booleeană, cum sînt: forma canonică disjunctivă, mintermeni, formă canonică minimală, implicanți primi. Fără a extinde formalismul algebrei booleene, vom prezenta succint aceste noțiuni, într-o prezentare mai generală.

Fie o funcție booleeană

$$y = f(u_1, u_2, \ldots, u_m) \qquad (6.26)$$

căreia îi corespunde o tabelă de adevăr cunoscută, definind relația intrare-ieșire. Fie, spre exemplu, pentru $m = 3$, tabela de adevăr 6.10, care caracterizează legătura intrare-ieșire prin intermediul funcției $y = f(u_1, u_2, u_3)$. Funcția booleeană se poate prezenta în două moduri:

— prin *forma caninică disjunctivă (FCD)*, în care funcția se prezintă ca o disjuncție a conjuncțiilor ce definesc situațiile cînd $y = 1$. Aceste conjuncții se numesc *mintermeni* sau *constituenți ai unității*. În cazul funcției definite prin tabelul 6.10, mintermenii sînt conjuncțiile cărora le corespunde valoarea 1 a variabilă $y$: $u_1\bar{u}_2\bar{u}_3$; $u_1u_2\bar{u}_3$; $\bar{u}_1u_2u_3$; $u_1u_2u_3$. Forma normal disjunctivă a funcției booleene este:

$$y = u_1\bar{u}_2\bar{u}_3 \cup u_1u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1u_2u_3 \cup u_1u_2u_3 \qquad (6.27)$$

*Tabelul 6.10*

| $u_1$ | $u_2$ | $u_3$ | $y = f(u_1, u_2, u_3)$ |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 |

În cazul general, notînd prin $v_j$, $j = 1, 2, ..., M$, mintermenii funcției (6.26), deduși din tabelul de adevăr, *FCD* a funcției este

$$y = \bigcup_{j=1}^{M} v_j \qquad (6.28)$$

— prin *forma canonică conjunctivă* (*FCC*), care este modul de reprezentare unde funcția se prezintă ca o conjuncție a disjuncțiilor ce definesc situațiile cînd $y = 0$. Aceste disjuncții se numesc *maxtermeni* sau *constituenți ai zeroului*. Pentru funcția definită de tabelul 6.10, maxtermenii sînt acele disjuncții, care iau valoarea zero numai cînd $y = 0$; adică: $u_1 \cup u_2 \cup u_3$; $u_1 \cup \bar{u}_2 \cup u_3$; $u_1 \cup u_2 \cup \bar{u}_3$; $\bar{u}_1 \cup u_2 \cup \bar{u}_3$. Se remarcă ușor că primul maxtermen are valoarea zero numai cînd $u_1 = 0$, $u_2 = 0$, $u_3 = 0$, situație în care și $y$ este egal cu zero ș.a.m.d. Forma normal conjunctivă a funcției booleene este

$$y = (u_1 \cup u_2 \cup u_3)(u_1 \cup \bar{u}_2 \cup u_3)(u_1 \cup u_2 \cup \bar{u}_3)(\bar{u}_1 \cup u_2 \cup \bar{u}_3). \qquad (6.29)$$

În cazul general, notînd prin $w_j$, $j = 1, 2, ..., N$, maxtermenii funcției (6.26), deduși din tabelul de adevăr, *FCC* a funcției este

$$y = \bigcap_{j=1}^{N} w_j \cdot \qquad (6.30)$$

Formele canonice pot fi minimizate prin metode diverse. Cîteva din acestea vor fi prezentate în paragraful următor. În forma canonică disjunctivă minimală, termenii disjuncției se numesc implicanți primi.

Funcția booleană în FCD poate fi exprimată cu ușurință prin funcția logică ȘI—NU. Într-adevăr, relația (6.28) se poate scrie

$$y = \bigcup_{j=1}^{M} \bar{\bar{v}}_j = \bar{\bar{v}}_1 \cup \bar{\bar{v}}_2 \ldots \cup \bar{\bar{v}}_M = \overline{\bar{v}_1 \cdot \bar{v}_2 \ldots \bar{v}_M} = \bar{v}_1 \uparrow \bar{v}_2 \uparrow \ldots \uparrow \bar{v}_M = \uparrow_{j=1}^{M} \bar{v}_j. \qquad (6.31)$$

Întrucît $v_{2^j}$ este un mintermen, adică o conjuncție, $\bar{v}_j$ reprezintă o funcție ȘI—NU a celor $m$ variabile simple sau negate, care intră în mintermen. Deci, funcția logică se realizează prin $M + 1$ elemente ȘI—NU, la care se adaugă cel mult $m$ elemente NU sau ȘI—NU, pentru negarea variabilelor care intră în mintermeni.

Funcția booleeană în FCC se poate exprima ușor prin funcția SAU—NU. Astfel, relația (6.30) se poate pune sub forma

$$y = \bigcap_{j=1}^{N} w_j = \bigcap_{j=1}^{N} \bar{\bar{w}}_j = \overline{\bigcap_{j=1}^{N} \bar{w}_j} = \downarrow_{j=1}^{N} \bar{w}_j. \qquad (6.32)$$

Negația maxtermenului reprezintă o funcție SAU—NU, deci realizarea funcției logice în FCC este posibilă cu $N + 1$ elemente SAU—NU, la care se adaugă cel mult $m$ elemente NU sau SAU—NU, pentru negarea variabilelor de intrare din maxtermeni.

Într-o problemă de sinteză a unui circuit combinațional de comandă se dau: corespondența intrare-ieșire, impusă de necesitățile instalației tehnologice comandate, precum și tipul elementelor logice ce vor compune schema de comandă; se cere schema concretă a circuitului care realizează corespondența dată intrare-ieșire.

Etapele rezolvării unei probleme de sinteză a unui circuit combinațional sînt:

— se analizează funcționarea instalației tehnologice stabilindu-se necesitățile privind comanda automată, adică: numărul mărimilor de intrare, numărul mărimilor de ieșire, corespondența intrare-ieșire; pentru a avea o imagine exactă a acestei corespondențe, este recomandabil ca aceasta să fie prezentată sub forma unei tabele de adevăr;

— se scrie funcția booleeană corespunzătoare corespondenței intrare-ieșire impuse (tabelei de adevăr);

— se minimizează funcția booleeană;

— se exprimă rezultatul obținut într-o formă adecvată realizării efective a schemei de comandă (cu elemente de tip: ȘI—NU; SAU—NU; ȘI—SAU—NU; cu contacte și relee);

— se întocmește schema de comandă corespunzătoare.

Etapa cea mai dificilă este cea de-a treia, asupra căreia vom insista mai mult. În problematica minimizării funcțiilor booleene există deja metode foarte eficiente, dintre care menționăm în mod deosebit *metodele de minimizare asistată de calculator numeric*. Fără a ne referi la aceste metode, care depășesc cadrul lucrării de față, vor fi prezentate în continuare cîteva proceduri elementare de minimizare.

Ilustrarea metodologiei, cu prezentarea unor aspecte privind minimizarea funcțiilor booleene, se va face în cadrul cîtorva exemple simple.

**Exemplul 1.** Să se realizeze, cu elemente ȘI—NU, schema combinațională de comandă avînd 3 mărimi de intrare, $u_1$, $u_2$ și $u_3$, și o mărime de ieșire, $y$ astfel încît să se obțină legătura intrare-ieșire, corespunzătoare tabelei de adevăr 6.10. Scriem funcția booleeană care exprimă mărimea de ieșire. Adoptînd *FCD*, funcția ce exprimă relația intrare-ieșire este (6.27). Minimizarea funcțiilor booleene se poate face prin mai multe metode; dintre acestea, cele mai simple sînt:

— prin alipiri, așa cum s-a procedat în exemplul dat în paragraful precedent: se cuplează cîte 2 acei termeni din expresia booleeană (eventual cu adăugarea în disjuncție a unor termeni existenți), astfel încît să se poată aplica proprietatea de distributivitate și principiul terțului exclus;

— utilizînd diagrame Veitch sau Karnaugh;

— utilizînd algoritmul Quine—McCluskey.

În cazul exemplului considerat, minimizarea se poate face după cum urmează:

*Prin alipiri.* Din expresia (6.27) se constată că se pot cupla mintermenii 1 cu 2 și 3 cu 4:

$$y = u_1\bar{u}_2\bar{u}_3 \cup u_1u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_1u_2u_3 \cup u_1u_2u_3 =$$

$$= u_1\bar{u}_3(\bar{u}_2 \cup u_2) \cup u_1u_2(\bar{u}_1 \cup u_1) = u_1\bar{u}_3 \cup u_1u_2. \qquad (6.33)$$

Termenii obținuți în disjuncție nu se mai pot cupla. Ei reprezintă implicanți primi ai funcției booleene.

*Metoda diagramelor Karnaugh.* Diagramele Karnaugh sînt tabele de adevăr, prezentate într-o formă specială. Ele au $2^i$ coloane și $2^j$ linii, unde $i + j = m$ (de obicei, $i$ și $j$ nu diferă mai mult de o unitate). În cazul exemplului considerat se adoptă $i = 2$, $j = 1$ ($m = 3$) și rezultă diagrama Karnaugh cu $2^i = 2^2 = 4$ coloane și $2^j = 2^1 = 2$ linii, dată în tabelul 6.11. Celor 4 coloane li se atribuie un cod format din două cifre, corespunzătoare combinațiilor posibile din grupajul $u_1u_2$. Acest cod se alege astfel, încît trecerea de la o coloană la alta să se facă prin modificarea unei singure cifre, considerînd că ultima coloană este alăturată atît penultimei, cît și primei coloane. Codul adoptat în tabelul 6.11 (codul Gray) satisface această condiție. Codificarea liniilor se face prin 0 și 1, corespunzător valorilor variabilei $u_3$. Doi mintermeni care, prin metoda anterioară, se pot alipi, corespund unor celule, notate cu „1", învecinate. Deci, minimizarea se obține prin gruparea celulelor „1" învecinate, ținînd cont de următoarele observații:

*Tabelul 6.11*

| $u_1u_2$ / $u_3$ | 00 | 01 | 11 | 10 |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |

I

II

— pentru a nu rămîne celule „1" necuplate (în special cînd numărul celulelor „1" este impar), o celulă poate fi cuplată de mai multe ori; în același timp, este necesar să nu existe cuplaje de prisos (care cuprind, de exemplu, două celule „1" deja cuplate);

— celulele din marginile superioară și inferioară, respectiv de la dreapta și de la stînga se consideră două cîte două învecinate. În tabelul 6.11, cele două cuplaje cuprind toate celulele „1". Inelul I corespunde alipirii mintermenilor $u_1u_2\bar{u}_3$ și $u_1\bar{u}_2\bar{u}_3$, rezultînd termenul comun din aceștia, adică $u_1\bar{u}_3$. În mod similar, pentru cuplajul II rezultă termenul format din conjuncția variabilelor care nu își modifică valoarea în inelul respectiv, adică $u_2u_3$. S-au obținut în acest fel implicanții primi ai funcției booleene.

Metoda diagramelor Karnaugh se utilizează în cazul schemelor cu un număr mic de intrări ($m < 6$).

*Algoritmul Quine-McCluskey* este următorul:

— se reprezintă mintermenii în formă binară și se atribuie acestora valorile zecimale corespunzătoare codificării binare obținute (de exemplu, mintermenul $\bar{u}_1u_2u_3$ se scrie 011 și se codifică prin valoarea zecimală 3);

— se repartizează mintermenii în grupe, astfel încît, în fiecare grupă, mintermenii să conțină același număr de variabile ce nu sînt negate; se numerotează grupele în ordinea crescătoare a numărului acestor variabile;

— se alipesc acei mintermeni, corespunzători grupelor vecine care au o singură variabilă ce diferă; în poziția corespunzătoare acestei variabile, din expresia binară care rezultă după alipire, se pune o liniuță;

— se formează un nou set de grupe, cuprinzînd mintermenii care nu au participat la vreo alipire în etapa precedentă, precum și termenii noi, rezultați din această etapă;

— dacă în noul set nu se pot face alipiri, procedeul se încheie și termenii obținuți în grupe sînt implicanții primi ai funcției; dacă se pot face alipiri, se trece la punctul precedent.

În cazul exemplului considerat, mintermenii funcției sînt $u_1\bar{u}_2\bar{u}_3$; $u_1u_2\bar{u}_3$; $\bar{u}_1u_2u_3$ și $u_1u_2u_3$, cărora le corespunde codificarea binară: 100; 110; 011; 111 și cea zecimală: 4; 6; 3; 7.

Formăm grupele în felul următor: grupa I cuprinde mintermenul 4, grupa II — mintermenii 6 și 3, grupa III — mintermenul 7 (v. tabelul 6.12). Cuplăm mintermenii din grupe învecinate:

— alipiri I—II: 4—6 rezultă termenul 1—0 care formează noua grupă I;

— alipiri II—III: 3—7 rezultă termenul—11 care formează noua grupă II.

Întrucît toți mintermenii* s-au cuplat, se formează tabelul 6.13, cu cele două noi grupe. Se constată că în acest tabel nu se pot face alipiri, deci

$$y = u_1\bar{u}_3 \cup u_2u_3.$$

*Tabelul 6.12*

| | I | II | | III |
|---|---|---|---|---|
| | 4 | 6 | 3 | 7 |
| $u_1$ | 1 | 1 | 0 | 1 |
| $u_2$ | 0 | 1 | 1 | 1 |
| $u_3$ | 0 | 0 | 1 | 1 |

*Tabelul 6.13*

| | I | II |
|---|---|---|
| $u_1$ | 1 | — |
| $u_2$ | — | 1 |
| $u_3$ | 0 | 1 |

Ilustrarea algoritmului Quine-McCluskey pe exemplul considerat nu este întru-totul edificatoare, datorită simplității problemei. Menționăm că acest algoritm se aplică, de obicei, pentru un număr relativ mare de intrări ($m > 6$).

Prin toate cele trei metode de minimizare utilizate, funcția booleeană s-a adus sub forma (6.33). Pentru realizarea ei cu elemente ȘI—NU, se scrie această funcție sub forma (6.31), adică

$$y = (\overline{u_1\bar{u}_3}) \uparrow (\overline{u_2u_3}) = (u_1 \uparrow \bar{u}_3) \uparrow (u_2 \uparrow u_3). \tag{6.34}$$

Schema de comandă corespunzătoare acestei expresii este dată în fig. 6.30.

**Exemplul 2.** Să se realizeze, cu elemente ȘI—NU, schema combinațională de comandă avînd 4 mărimi de intrare, $u_1$, $u_2$, $u_3$ și $u_4$ și o mărime de ieșire, $y$, astfel încît să se obțină legătura intrare-ieșire dată prin tabelul de adevăr 6.14. Funcția booleeană care exprimă mărimea de ieșire este

$$y = \bar{u}_1u_2\bar{u}_3\bar{u}_4 \cup u_1u_2\bar{u}_3\bar{u}_4 \cup \bar{u}_1\bar{u}_2u_3\bar{u}_4 \cup u_1\bar{u}_2u_3\bar{u}_4 \cup \bar{u}_1u_2\bar{u}_3u_4 \cup$$

$$\cup u_1u_2\bar{u}_3u_4 \cup \bar{u}_1\bar{u}_2u_3u_4 \cup u_1\bar{u}_2u_3u_4. \tag{6.35}$$

Minimizarea acestei funcții se va face prin cele trei metode prezentate în paragraful precedent.

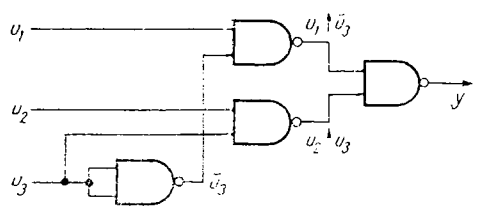


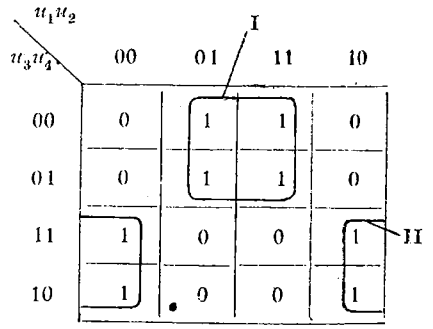

Fig. 6.30. Schema de comandă corespunzătoare expresiei (6.34).

* Nu este necesar să se efectueze cuplaje între mintermeni care deja au fost alipiți cu alți mintermeni, ca de exemplu 6—7.

*Tabelul 6.14*

| $u_1$ | $u_2$ | $u_3$ | $u_4$ | $y = f(u_1, u_2, u_3, u_4)$ |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |

*Tabelul 6.15*




*Prin alipiri.* Se cuplează mintermenii: 1 cu 2, 3 cu 4, 5 cu 6 și 7 cu 8 și rezultă

$$y = u_2\bar{u}_3\bar{u}_4 \cup \bar{u}_2u_3\bar{u}_4 \cup u_2\bar{u}_3u_4 \cup \bar{u}_2u_3u_4 \qquad (6.36)$$

În continuare, se cuplează termenii: 1 cu 3 și 2 cu 4 și se obține

$$y = u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_2u_3 \qquad (6.37)$$

*Observație.* Această metodă este deja greu de aplicat (și cu atît mai mult pentru $m > 4$), deoarece se detectează cu dificultate cuplajele mintermenilor care conduc la noi posibilități de cuplare.

*Metoda diagramei Karnaugh.* Deoarece $m = 4$, se adoptă $i = 2$ și $j = 2$ rezultînd tabelul 6.15. Se observă că există două cuplaje cuprinzînd fiecare cîte 4 celule „1" învecinate. Inelul I cuprinde 4 mintermeni ce dau implicantul prim $u_2\bar{u}_3$. Inelul II este realizat ținînd cont că marginea din dreapta se învecinează cu cea din stînga. El furnizează implicantul prim $\bar{u}_2u_3$. Funcția logică rezultă de forma (6.37).

*Algoritmul Quine-McCluskey.* Codificarea binară a mintermenilor din funcția (6.35) este

0100; 1100; 0010; 1010; 0101; 1101; 0011; 1011

la care corespunde codificarea zecimală

2; 3; 4; 5; 10; 11; 13; 14

Se formează 3 grupe de mintermeni, conform tabelului 6.16. Cuplăm mintermenii din grupele învecinate:

— alipiri I—II: 2—3, rezultă — 100; 4—5, rezultă — 010; termenii: — 100; — 010 formează noua grupă I;

— alipiri II—III: 10—11, rezultă — 101; 13—14, rezultă — 011; termenii: — 101, — 011 formează noua grupă II. Se constată că toți mintermenii

au fost cuplați. În continuare, se efectuează alipirile din tabelul 6.17, rezultînd: — 10 — și — 01 —. Acești termeni formează o singură grupă (tabelul 6.18), deci nu se mai pot cupla. Prin urmare rezultă

$$y = u_2\bar{u}_3 \cup \bar{u}_2u_3$$

adică relația 6.37.

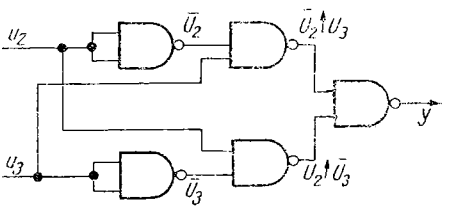



Fig. 6.31. Schema circuitului de comandă corespunzătoare expresiei (6.38).

*Tabelul 6.16*

| | I | | II | | | | III | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 2 | 4 | 3 | 5 | 10 | 13 | 11 | 14 |
| $u_1$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $u_2$ | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| $u_3$ | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| $u_4$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |

*Tabelul 6.17*

| | I | | II | |
|---|---|---|---|---|
| $u_1$ | — | — | — | — |
| $u_2$ | 1 | 0 | 1 | 0 |
| $u_3$ | 0 | 1 | 0 | 1 |
| $u_4$ | 0 | 0 | 1 | 1 |

*Tabelul 6.18*

| | I | |
|---|---|---|
| $u_1$ | — | — |
| $u_2$ | 1 | 0 |
| $u_3$ | 0 | 1 |
| $u_4$ | — | — |

Scriind expresia obținută prin funcția ȘI—NU

$$y = (u_2 \uparrow \bar{u}_3) \uparrow (\bar{u}_2 \uparrow u_3) \tag{6.38}$$

rezultă schema circuitului de comandă, dată în figura 6.31. Se constată că mărimile de intrare $u_1$ și $u_4$ nu sînt necesare pentru realizarea funcțiilor de comandă impuse.

## 6.5. CIRCUITE LOGICE SECVENȚIALE

### 6.5.1. NOȚIUNI GENERALE

Mărimile de ieșire ale unui circuit combinațional de comandă sînt determinate univoc, în orice moment, de mărimile de intrare din momentul respectiv. În cazul circuitelor logice secvențiale, mărimile de ieșire la momentul $k$, $y_1^k$, $y_2^k$, ..., $y_r^k$, sînt determinate nu numai de mărimile de intrare $u_1^k$, $u_2^k$,..., $u_m^k$, ci și de „starea internă" a circuitului din momentul anterior, caracterizată

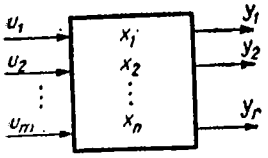



Fig. 6.32. Circuit logic secvențial; variabilele din circuit.

de mărimile de stare $x_1^{k-1}$, $x_2^{k-1}$, ..., $x_n^{k-1}$ (fig. 6.32). Variabilele de stare descriu evoluția („istoria") circuitului, în sensul că, la momentul $k$, ele depind de valorile anterioare, din momentul $k-1$. Din cele arătate, rezultă că un circuit logic secvențial este caracterizat de două seturi de ecuații: ecuațiile de stare și ecuațiile de ieșire.

Ecuațiile de stare leagă mărimile de stare din momentul $k$, de mărimile de stare din momentul anterior, $k-1$, și de mărimile de intrare. Ele pot avea două forme:

$$x_i^k = f_i(x_1^{k-1}, x_2^{k-1}, ..., x_n^{k-1}, u_3^k, ..., u_m^k), \quad i = 1, 2, ..., n \tag{6.39}$$

sau

$$x_i^k = f_i(x_1^{k-1}, x_2^{k-1}, ..., x_1^{k-1}, u_1^{k-1}, ..., u_m^{k-1}), \quad i = 1, 2, ..., n \tag{6.40}$$

după cum mărimile de intrare se consideră în momentul $k$, respectiv în momentul $k-1$.

Variabilele de stare sînt, la fel ca și cele de intrare-ieșire, variabile binare. Deci, circuitul secvențial se poate afla în $2^n$ stări ($n$ este numărul mărimilor de stare). Ecuațiile (6.39) și (6.40) descriu trecerea circuitului dintr-o stare în alta, sub acțiunea mărimilor de intrare. Din acest motiv ele se mai numesc *ecuații de tranziție a stărilor.*

Circuitele logice secvențiale se încadrează în categoria generală de sisteme dinamice, avînd particularitatea că au un număr finit de stări. Din acest motiv, ele se mai numesc *automate finite.*

Ecuația de stare se poate asocia unei diagrame de tranziție a stărilor, care ilustrează grafic modul cum se realizează trecerea dintr-o stare în alta, sub acțiunea semnalelor de intrare. În fig. 6.33 se exemplifică diagrama de tranziție a stărilor la un automat finit cu trei stări, notate prin 1, 2 si 3, și cu două intrări $u_1$ și $u_2$. Tranziția stărilor este marcată prin săgeți, în dreptul cărora se dă combinația $u_1u_2$ a mărimilor de intrare, sub acțiunea căreia se produce tranziția respectivă. O altă modalitate de reprezentare a tranziției stărilor o constituie tabelul de adevăr, numit și *tabel de tranziție a stărilor.* Tabelul 6.19 arată tranziția stărilor, corespunzătoare diagramei din fig. 6.33. Astfel, din tabel se vede că pentru $u_1^k = 0$, $u_2^k = 0$, din starea 1 la momentul $k-1$ se trece tot în starea 1 la momentul $k$; pentru $u_1^k = 1$, $u_2^k = 0$, din starea 1 la momentul $k-1$ se trece în starea 2 la momentul $k$ ș.a.m.d.

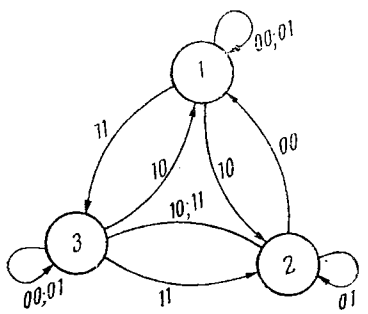



Fig. 6.33. Diagrama de tranziție a stărilor la un automat finit cu 3 stări.

*Tabelul 6.19*

| $u_1^k$ | $u_2^k$ | Starea la momentul $k-1$ | | | Starea la momentul $k$ |
|---|---|---|---|---|---|
| | | 1 | 2 | 3 | |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 3 | |
| 1 | 0 | 2 | 3 | 1 | |
| 0 | 1 | 1 | 2 | 3 | |
| 1 | 1 | 3 | 3 | 2 | |

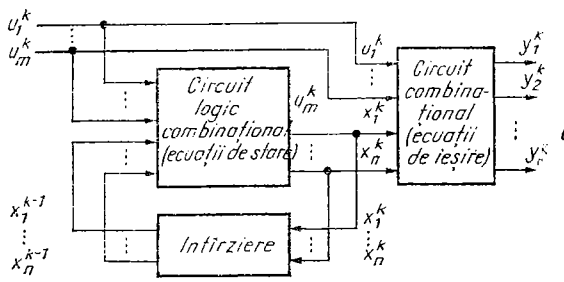



Fig. 6.34. Schema bloc a unui automat de tip Mealy.

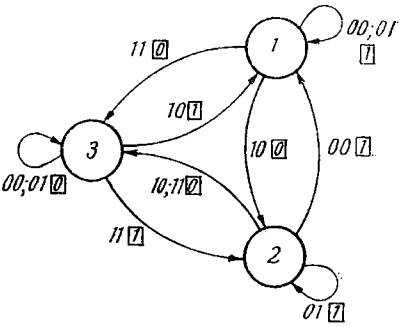



Fig. 6.35. Diagramă de tranziție a stărilor la un automat de tip Mealy.

Ecuațiile de ieșire leagă mărimile de ieșire ale circuitului secvențial de mărimile de stare și de mărimile de intrare. În cazul general, aceste ecuații sînt de forma

$$y_i^k = g_i(x_1^k, x_2^k, \ldots, x_n^k, u_1^k, u_2^k, \ldots, u_m^k), \quad i = 1, 2, \ldots, r \qquad (6.41)$$

unde $g_i(.)$ sînt funcții booleene.

Unele realizări particulare ale automatelor finite rezultă din modul de obținere a mărimilor de ieșire. Astfel, în cazul *automatelor de tip Mealy* (fig. 6.34) fiecărei tranziții a stărilor îi corespunde un set al mărimilor de ieșire, în conformitate cu ecuațiile generale (6.41). Pentru exemplificare, s-a considerat că circuitul secvențial de comandă cu două intrări și diagrama de tranziție din fig. 6.33, are o singură ieșire, $y$. În fig. 6.35 se prezintă, pentru o anumită ecuație de ieșire — de forma (6.41) —, valorile mărimii de ieșire (încadrate), pentru fiecare tranziție a stărilor. Ecuației de ieșire aferente diagramei din fig. 6.35, îi corespunde un tabel de adevăr, numit *tabel al ieșirilor* (tabelul 6.20). Pentru exemplificarea funcționării automatului avînd diagrama din fig. 6.35, s-a considerat o secvență oarecare de valori ale mărimilor de intrare $u_1^k$ și $u_2^k$, pentru $k = 1, 2, \ldots$ În tabelul 6.21 este prezentată secvența tranziției stărilor,

*Tabelul 6.20*

| $u_1^k$ | $u_2^k$ | starea $k-1$ | starea $k$ | $y^k$ |
|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 2 | 1 | 1 |
| 0 | 0 | 3 | 3 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 2 | 0 |
| 1 | 0 | 2 | 3 | 0 |
| 1 | 0 | 3 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 2 | 2 | 1 |
| 0 | 1 | 3 | 3 | 0 |
| 1 | 1 | 1 | 3 | 0 |
| 1 | 1 | 2 | 3 | 0 |
| 1 | 1 | 3 | 2 | 1 |

*Tabelul 6.21*

| $k$ | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | ... |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $u_1$ | | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | ... |
| $u_2$ | | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | ... |
| Stare | $k$ | 1 | 1 | 2 | 3 | 3 | 1 | 3 | 2 | ... |
| | | ↓ | ↗ | ↓ | ↗ | ↓ | ↗ | ↓ | ↗ | ↓ | ↗ | ↓ | |
| | $k+1$ | 1 | 2 | 3 | 3 | 1 | 3 | 2 | 1 | |
| $y$ | | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | ... |

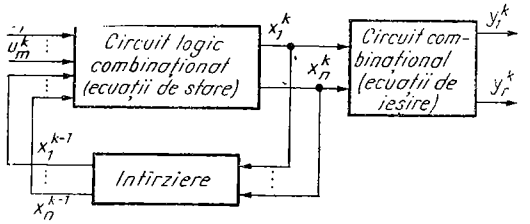



Fig. 6.36. Schema-bloc a unui automat de tip Moore.

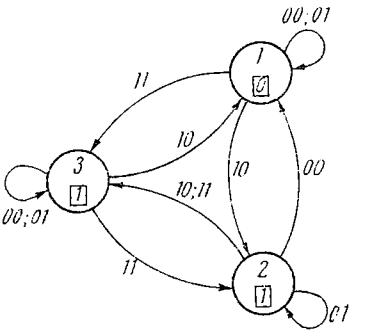



Fig. 6.37. Diagramă de tranziție a stărilor la un automat de tip Moore.

precum și evoluția mărimii de ieșire, pentru variațiile adoptate ale mărimilor de intrare.

În cazul *automatelor de tip Moore* (fig. 6.36), mărimile de ieșire sînt determinate numai de variabilele de stare. Pentru automatul finit cu două intrări și o ieșire, avînd diagrama de tranziție a stărilor din fig. 6.33, se asociază fiecărei stări o valoare a mărimii de ieșire (încadrată), ca în fig. 6.37. Adoptînd secvența mărimilor de intrare din exemplul anterior, în tabelul 6.22 se arată variația mărimii de ieșire $y$. Spre deosebire de automatul Mealy, unde mărimea de ieșire apare sub formă de impulsuri, în momentul tranziției stărilor, la automatul Moore mărimea de ieșire se menține la aceeași valoare între două tranziții succesive.

*Tabelul 6.22*

| $k$ | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | ... |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $u_1$ | | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | ... |
| $u_2$ | | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | ... |
| Stare | $k$ | 1 | 1 | 2 | 3 | 3 | 1 | 3 | 2 | |
| | $k+1$ | 1 | 2 | 3 | 3 | 1 | 3 | 2 | 1 | ... |
| $y$ | | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | | ... |

Circuitele logice secvențiale pot fi *asincrone* și *sincrone*. În cazul circuitelor asincrone, tranziția stărilor poate avea loc la momente arbitrare de timp. Ele se utilizează mai frecvent în sistemele pentru comanda instalațiilor tehnologice, în special la comanda acționărilor electrice. Tranziția stărilor unui circuit secvențial sincron se face numai în anumite momente discrete, în ritmul unor impulsuri de tact. Aceste circuite se utilizează îndeosebi în construcția calculatoarelor, a microprocesoarelor și a sistemelor de comandă complexe.

### 6.5.2. NOȚIUNI PRIVIND SINTEZA CIRCUITELOR LOGICE SECVENȚIALE

Schema de structură a unui circuit logic secvențial (fig. 6.34 și 6.36) conține două circuite combinaționale, care corespund ecuațiilor de stare și de ieșire. Se pune problema deducerii schemelor cu număr minim de elemente, care

asigură — pentru întregul circuit secvențial — o funcționare în conformitate cu o diagramă (tabel) de tranziție a stărilor și un tabel al ieșirilor date.

Problema sintezei circuitelor secvențiale este amplă și complexă [21,22]. În cele ce urmează se prezintă succint unele noțiuni elementare privind sinteza automatelor asincrone. Principalele etape ale unei proceduri simple sînt:

— descrierea detaliată a funcționării circuitului logic secvențial, în concordanță cu necesitățile privind comanda automată a procesului tehnologic;

— deducerea numărului de stări a automatului, stabilirea diagramei de tranziție a stărilor, a tabelului de tranziție, precum și a tabelului de ieșire, în conformitate cu funcționarea automatului;

— codificarea stărilor;

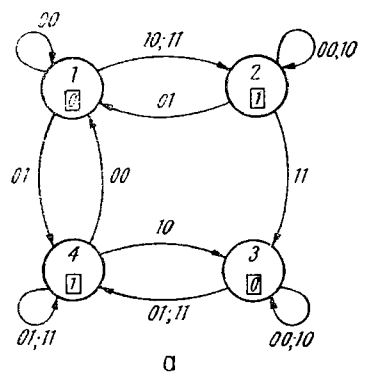
— sinteza circuitului combinațional pentru realizarea tranziției stărilor;

— sinteza circuitului combinațional pentru realizarea ieșirilor;

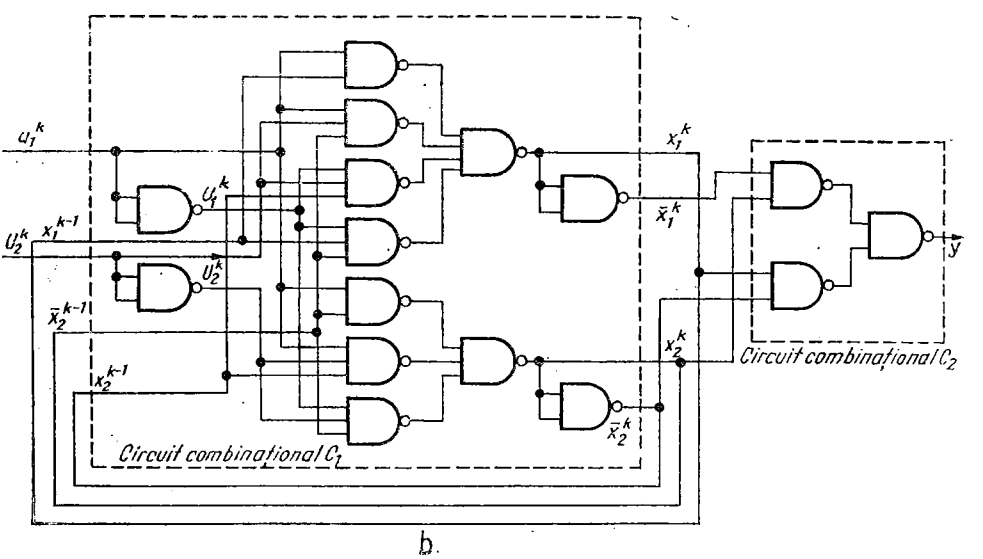
— stabilirea schemei circuitului secvențial utilizînd elemente (module) logice date.

Vom ilustra procedura dată printr-un exemplu.

**Aplicație.** Să se realizeze sinteza unui automat asincron de tip Moore, cu două intrări și o ieșire, avînd diagrama de tranziție a stărilor dată în fig. 6.38, *a*




a




b

**Fig. 6.38.** Explicativă la sinteza circuitelor secvențiale:
*a* — diagrama de tranziție a stărilor; *b* — schema.

*Tabelul 6.23*

| $u_1^k$ | $u_2^k$ | starea la pasul $k-1$ | | | | starea la pasul $k$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | |
| 0 | 0 | 1 | 2 | 3 | 1 | |
| 0 | 1 | 4 | 1 | 4 | 4 | |
| 1 | 1 | 2 | 3 | 4 | 4 | |
| 1 | 0 | 2 | 2 | 3 | 3 | |

*Tabelul 6.24*

| | Starea | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 |
| $x_1$ | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $x_2$ | 0 | 1 | 1 | 0 |

Se construiește tabelul de tranziție a stărilor 6.23, corespunzător diagramei din fig. 6.38, *a* și se adoptă codificarea stărilor, dată în tabelul 6.24. În general, pentru codificarea stărilor se utilizează *codul Gray*. Pentru $N$ stări, trebuie utilizate $n$ variabile de stare, astfel încît $2^n = N + 1$, cînd $N$ este impar și $2^n = N$, cînd $N$ este par. În exemplul examinat, s-a adoptat $n = 2$, întrucît $N = 4$.

Ținînd cont că variabila de stare $x_1$ are valoarea 1 cînd circuitul se află în starea 3 sau în starea 4, prin inspectarea tabelului de tranziție 6.23 se construiește diagrama Karnaugh corespunzătoare variabilei $x_1^k$ (tabelul 6.25).

*Tabelul 6.25*

| $x_1^{k-1}\,x_2^{k-2}$ \ $u_1^k\,u_2^k$ | 01 | 01 | 11 | 10 |
|---|---|---|---|---|
| 00 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 01 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 11 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 10 | 0 | 1 | 1 | 1 |

*Tabelul 6.26*

| $x_1^{k-1}\,x_2^{k-2}$ \ $u_1^k\,u_2^k$ | 00 | 01 | 11 | 10 |
|---|---|---|---|---|
| 00 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 01 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 11 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 10 | 0 | 0 | 0 | 1 |

În mod similar, ținînd cont că variabila de stare $x_2$ are valoarea 1 cînd circuitul se află în starea 2 sau în starea 3, din tabelul 6.23 se deduce diagrama Karnaugh pentru variabila $x_2^k$ (tabelul 6.26). Rezultă cu ușurință

$$x_1^k = u_1^k x_1^{k-1} \cup u_1^k u_2^k x_2^{k-1} \cup \bar{u}_1^k u_2^k \bar{x}_2^{k-1} \cup \bar{u}_1^k x_1^{k-1} x_2^{k-1} \tag{6.42}$$

$$x_2^k = u_1^k x_2^{k-1} \cup u_1^k \bar{u}_2^k \bar{x}_2^{k-1} \cup \bar{u}_1^k \bar{u}_2^k x_2^{k-1} \tag{6.43}$$

sau

$$x_1^k = (u_1^k \uparrow x_1^{k-1}) \uparrow (u_1^k \uparrow u_2^k \uparrow x_2^{k-1}) \uparrow (\bar{u}_1^k \uparrow u_2^k \uparrow \bar{x}_2^{k-1}) \uparrow (\bar{u}_1^k \uparrow x_1^{k-1} \uparrow x_2^{k-1}) \tag{6.44}$$

$$x_2^k = (u_1^k \uparrow x_2^{k-1}) \uparrow (u_1^k \uparrow \bar{u}_2^k \uparrow \bar{x}_2^{k-1}) \uparrow (\bar{u}_1^k \uparrow \bar{u}_2^k \uparrow x_2^{k-1}) \tag{6.45}$$

Întrucît mărimea de ieșire, $y$, depinde numai de stare, fiind dată în diagrama din fig. 6.38 (valorile încadrate), ecuația de ieșire se scrie ținînd cont de codificarea stărilor:

$$y^k = \bar{x}_1^k x_2^k \cup x_1^k \bar{x}_2^k \tag{6.46}$$

sau

$$y^k = (\bar{x}_1^k \uparrow x_2^k) \uparrow (x_1^k \uparrow \bar{x}_2^k) \tag{6.47}$$

Schema circuitului secvențial este dată în fig. 6.38, *b*. Întîrzierea variabilelor de stare (extrem de mică) se realizează prin elementele parazite ale legăturii de la ieșirea la intrarea circuitului combinațional $C_1$.

### 5.5.3. CIRCUITE SECVENȚIALE ELEMENTARE

În cele ce urmează se vor considera cîteva circuite secvențiale cu numai două stări, notate convențional prin 0 și 1. Este evident că cele două stări pot fi codificate printr-o singură variabilă de stare binară, $x$. Tranziția stărilor se face sub acțiunea unor semnale de intrare, obținîndu-se — în esență — clasa circuitelor basculante (triggere), tratate în cap. 5, realizate însă într-o formă specifică.

*Tabelul 6.27*

| $u_1^k$ | $u_2^k$ | Starea $k-1$ | | Starea $k$ |
|---|---|---|---|---|
| | | 0 | 1 | |
| 0 | 0 | 0 | 1 | |
| 1 | 0 | 1 | 1 | |
| 0 | 1 | 0 | 1 | |

Fie un circuit elementar cu două intrări $u_1$, $u_2$ și o ieșire $y = x$, avînd diagrama de tranziție a stărilor din fig. 6.39, la care corespunde tabelul 6.27 de tranziție. Se constată că s-a eliminat combinația 11 a variabilelor de intrare. Ecuația de stare a circuitului este:

$$x^k = \bar{u}_1^k \bar{u}_2^k x^{k-1} \cup u_1^k \bar{u}_2^k \bar{x}^{k-1} \cup u_1^k \bar{u}_2^k x^{k-1} \tag{6.48}$$

sau

$$x^k = u_1^k \bar{u}_2^k \cup \bar{u}_2^k x^{k-1} \tag{6.49}$$

Impunînd realizarea automatului cu elemente SAU—NU se obține:

$$x^k = \bar{u}_2^k (u_1^k \cup x^{k-1}) = \bar{u}_2^k \downarrow \overline{(u_1^k \cup x^{k-1})} = u_2^k \downarrow (u_1^k \downarrow x^{k-1}); \; y^k \equiv x^k \tag{6.50}$$

la care corespunde schema din fig. 6.40. S-a considerat că întîrzierea variabilei $x$ se realizează prin elementele parazite ale legăturii inverse. Notînd: $u_1 = S$, $u_2 = R$, $y = Q$ și ținînd cont că la ieșirea celuilalt element SAU—NU se obține schema din fig. 6.40 se poate reprezenta ca în fig. 6.41 și reprezintă un circuit basculant bistabil. El funcționează ca bistabil $S-R$, constituind o „memorie" elementară, avînd capacitatea de 1 bit. Într-adevăr, dacă circuitul se află în starea 0 ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$) și se aplică un impuls la intrarea $S$ (set-înscrie), combinația 10 la intrare aduce circuitul în starea 1 ($Q = 1$, $\bar{Q} = 0$), care se menține și după dispariția acestui impuls, cînd avem combinația 00 la intrare. Revenirea circuitului în starea 0 se face prin aplicarea unui impuls

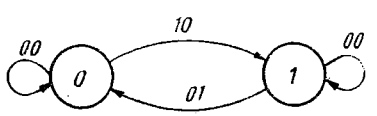



Fig. 6.39. Diagrama de tranziție a unui circuit secvențial elementar.

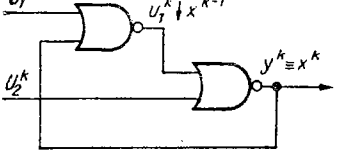



Fig. 6.40. Schema logică corespunzătoare relației (6.50).

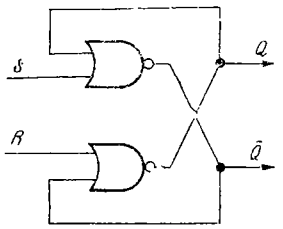



Fig. 6.41. Bistabil SR cu circuit SAU—NU.

la intrarea $R$ (reset-ştergere), adică la realizarea combinaţiei 01 a mărimilor de intrare.

Dacă se impune realizarea circuitului cu elemente ŞI—NU, ecuaţia (6.49) se scrie sub forma

$$x^k = \bar{u}_2^k(u_1^k \cup x^{k-1}) = \overline{\bar{u}_2^k \uparrow (u_1^k \cup x^{k-1})} = \overline{\bar{u}_2^k \uparrow (\bar{u}_1^k \uparrow \bar{x}^{k-1})} \qquad (6.51)$$

sau

$$\bar{x}^k = \bar{u}_2^k \uparrow (\bar{u}_1^k \uparrow \bar{x}^{k-1}) \qquad (y \equiv x) \qquad (6.52)$$

Schema circuitului ce corespunde ecuaţiei (6.52) este dată în fig. 6.42, *a*. Prin redesenarea ei, bistabilul S—R cu elemente ŞI—NU se poate reprezenta ca în fig. 6.42, *b*. Dacă se elimină circuitele NU de la intrările $S$ şi $R$ ale elementelor ŞI—NU, se obţine bistabilul din fig. 6.43, la care diagrama de stare, dată în fig. 6.44, corespunde celei din fig. 6.39, însă cu variabilele de intrare negate. Cu alte cuvinte, basculareа dintr-o stare în alta se face prin aplicarea semnalului logic 0 la una din intrări, circuitul rămînînd în starea în care se afla, atunci cînd combinaţia de intrare este 11 (combinaţia 00 este interzisă).

Circuitul secvenţial prezentat are o funcţionare asincronă. Pentru transformarea lui într-un automat sincron se utilizează schema din fig. 6.45, unde $T$

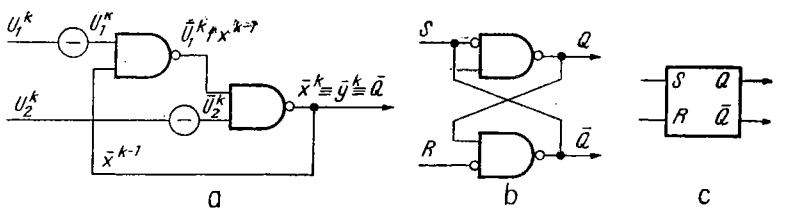



Fig. 6.42. Bistabil SR cu elemente ŞI—NU:
*a* şi *b* — structura; *c* — simbolizarea.

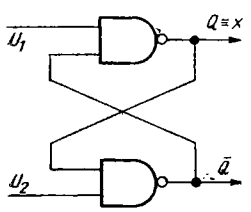



Fig. 6.43. Bistabil SR comandat prin semnal logic zero.

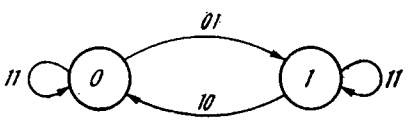



Fig. 6.44. Diagrama de tranziţie a bistabilului din fig. 6.43.

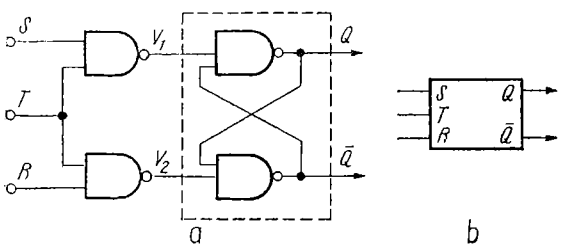



Fig. 6.45. Schema bistabilului S-T-R:
*a* — structura; *b* — simbolizarea.

este intrarea de tact. Circuitul încadrat este un bistabil de tipul celui din fig. 6.43, a cărui basculare este comandată prin semnal „0" logic. Cînd nu se aplică semnalul de tact, adică $T = 0$, rezultă $v_1 = 1$ şi $v_2 = 1$ şi bistabilul rămîne în starea în care se afla, de exemplu starea 0. Aplicarea semnalelor $S = 1$, $R = 0$ nu influenţează starea bistabilului decît atunci cînd se aplică semnalul de tact. În acest caz, $T = 1$ şi rezultă $v_1 = 0$ şi $v_2 = 1$, astfel încît se produce bascularea în starea 1. În mod similar, pentru $S = 0$ şi $R = 1$, revenirea în starea 0 se produce numai la aplicarea impulsului de tact. Circuitul secvenţial din fig. 6.45 se numeşte bistabil $S-R-T$.

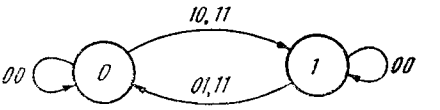


Fig. 6.46. Diagramă de tranziţie a stărilor.

În circuitele elementare prezentate se interzice aplicarea combinaţiei 11 la intrare (combinaţia 00 — la schema din fig. 6.43). Dacă se impune obţinerea unei diagrame de tranziţie a stărilor ca în fig. 6.46, unde se produce bascularea dintr-o stare în alta cînd se aplică semnalul „1" simultan la ambele intrări, se utilizează schema dată în fig. 6.47 (bistabil cu elemente SAU—NU) sau din fig. 6.48 (bistabil cu elemente ŞI—NU). Faţă de schemele anterioare s-au adăugat cîte două circuite ŞI, avînd funcţia de „porţi logice". Se observă că atunci cînd $Q = 0$ şi $\overline{Q} = 1$, poarta $P_2$ este „închisă", adică dă la ieşire semnal „0", indiferent de valoarea intrării $R$, deoarece la cealaltă intrare avem $Q = 0$. În schimb, poarta $P_1$ primeşte la o intrare $\overline{Q} = 1$, deci ea este „deschisă" pentru un semnal „1" care se aplică la intrarea $S$. Dacă se aplică simultan la cele două intrări $J$ şi $K$, impulsuri de durată foarte mică, se va transmite la circuitul basculant propriu-zis numai un singur impuls, prin poarta $P_1$ care este deschisă. Deci, $v_1 = 1$ şi $v_2 = 0$ şi circuitul va bascula în starea 1, obţinîndu-se $Q = 1$ şi $\overline{Q} = 0$. Acum poarta $P_1$ este închisă, iar $P_2$ —deschisă, astfel încît dacă se aplică din nou impulsuri la ambele intrări, se va transmite numai impulsul prin poarta $P_2$, deci $v_1 = 0$, $v_1 = 1$ şi circuitul va bascula în starea 0. Prin urmare, tranziţia stării se produce la fiecare aplicare simultană a unor impulsuri foarte scurte la intrări. Dacă însă combinaţia 11 la intrări se păstrează mai mult timp, circuitul basculează cu frecvenţă foarte ridicată dintr-o stare în alta, obţinîndu-se la ieşire un semnal dreptunghiular (succesiune 0—1).

Circuitele secvenţiale din fig. 6.47 şi 6.48 reprezintă bistabile $J-K$. Pentru funcţionarea sincronă se utilizează bistabile $J-K-T$ (fig. 6.49). Dacă la intrările $J$ şi $K$ se menţine combinaţia 11 sau cînd aceste intrări lipsesc, circuitul va bascula dintr-o stare în alta la fiecare impuls de tact. Un asemenea circuit constituie bistabilul $T$.

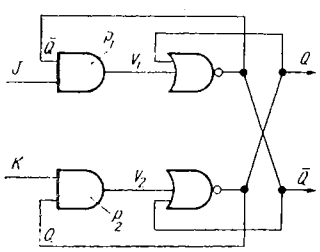


Fig. 6.47. Bistabil J—K cu elemente SAU—NU.

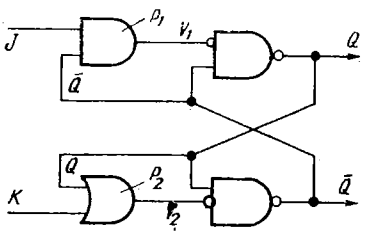


Fig. 6.48. Bistabil J—K cu elemente ŞI—NU.

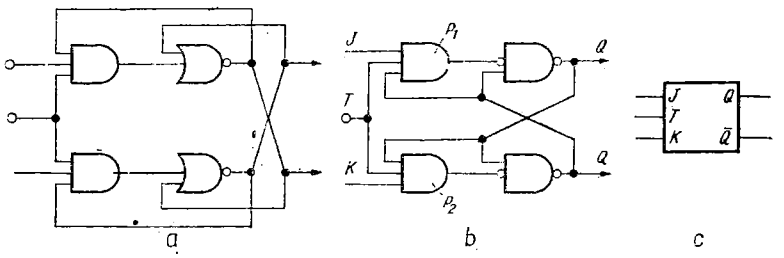



Fig. 6.49. Bistabil J—K—T:
*a* — cu elemente SAU—NU; *b* — cu elemente ȘI—NU; *c* — simbolizarea.

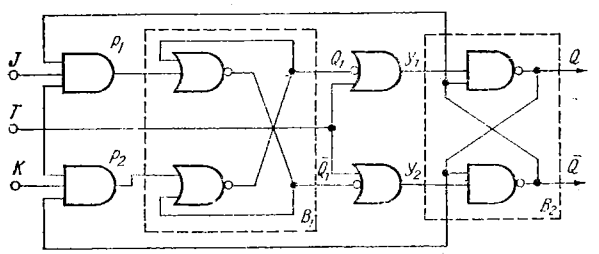



Fig. 6.50. Bistabil master-slave de tip J-K-T.

O categorie importantă de bistabile o formează cele cu structură *„stăpîn-sclav" (master-slave)*. Ele sînt formate din două circuite basculante conectate în cascadă: primul are funcția de comandă (master-stăpîn), în sensul că îl subordonează pe cel de-al doilea (slave-sclav). În fig. 6.50 este dată schema unui bistabil master-slave de tip $J—K—T$. Bistabilul master este de tipul celui din fig. 6.40, *b*, tranziția stării fiind comandată prin semnale „1"; bistabilul slave este realizat după schema din fig. 6.43, unde tranziția stărilor este comandată prin semnale „0". Presupunînd $Q = 0$, $\overline{Q} = 1$, poarta $P_1$ este deschisă, iar $P_2$ este închisă. Aplicînd $J = 1$, $K = 0$ și $T = 1$, bistabilul $B_1$ basculează și se obține $Q_1 = 1$, $\bar{Q}_1 = 0$. Deoarece $T = 1$, intrările bistabilului $B_2$ realizează combinația 11, deci acest bistabil rămîne în situația inițială, cînd $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$. Atunci cînd $T = 0$, avem $v_1 = 0$ și $v_2 = 1$, bistabilul $B_2$ basculează în starea 1 și se obține $Q = 1$ și $\bar{Q} = 0$. Acum poarta $P_2$ poate transmite un semnal „1", după ce $T$ revine la valoarea „1", iar poarta $P_1$ este închisă. Din cele arătate, rezultă că în funcționarea bistabilului master-slave există două faze: bascularea bistabilului $B_1$, sub acțiunea unei combinații a mărimilor $J—K$, atunci cînd $T = 1$, urmată de bascularea lui $B_2$, cînd $T$ trece la valoarea „0" și bistabilul $B_1$ este izolat față de intrări (porțile $P_1$ și $P_2$ sînt închise). Această funcționare asigură o bună protecție împotriva tranzițiilor inoportune, datorită perturbațiilor. Detaliind secvența funcționării unui bistabil „stăpîn-sclav", la aplicarea unui impuls real (trapezoidal) la intrare (fig. 6.51), rezultă următoarele momente semnificative: $t_1$, cînd circuitul „sclav" este izolat de bistabilul „stăpîn"; $t_2$ — semnalul de intrare este introdus în secțiunea „stăpîn"; $t_3$ — porțile $P_1$ și $P_2$ se închid, izolînd circuitul $B_1$ de intrări; $t_4$ — informația înscrisă în secțiunea „stăpîn" se transferă la secțiunea „sclav".

Suprimînd intrările $J$ și $K$ sau aplicînd acestora permanent semnal „1" se obține un bistabil master-slave de tip $T$. Acesta basculează dintr-o stare în alta la fiecare impuls aplicat intrării $T$, durata impulsului nefiind limitată superior. Bascularea ieșirii se produce pe frontul posterior al impulsului dreptunghiular de intrare, adică la trecerea $1 \rightarrow 0$ (fig. 6.52).

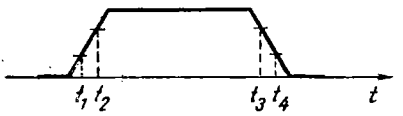



Fig. 6.51. Secvențele funcționării unui bistabil master-slave la aplicarea unui impuls real la intrare.

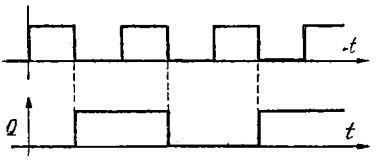



Fig. 6.52. Explicativă la funcționarea bistabilului „stăpîn-sclav".

Bistabilele de tip $SRT$ se pot realiza și ele în structura „stăpîn-sclav". Frecvent însă, realizarea bistabilului „stăpîn-sclav" $JKT$ include și intrări $SR$. Astfel, circuitul CDB 472E, din seria TTL fabricată la IPRS-Băneasa, conține cîte 3 intrări pe operatorii ȘI de înscriere a informației ($J_1$, $J_2$, $J_3$, respectiv $K_1$, $K_2$, $K_3$), precum și intrările $\bar{S}$ și $\bar{R}$ (fig. 6.53).

Un alt tip de bistabil, cu o intrare de date, $D$, și o intrare de tact, $T$, la care tranziția stării se produce numai cînd $T = 1$, este bistabilul $D$ cu zăvorîre. Notînd $u_1 = D$ și $u_2 = T$, diagrama de tranziție a stărilor este dată în fig. 6.54, iar schema logică și simbolizarea sînt date în fig. 6.55. Cînd $T = 1$, semnalul de intrare poate bascula circuitul dintr-o stare în alta, însă după tranziția $1 \rightarrow 0$ a intrării de tact, bistabilul $SR$ care furnizează intrările $Q$ și $\bar{Q}$ sînt izolate față de intrarea $D$. O variantă distinctă a circuitului basculant tip $D$ o reprezintă bistabilul $D$ acționat pe front. Semnalul logic aplicat la intrarea $D$ se transferă la ieșirea $Q$ numai la tranziția $L \rightarrow H$ $(0 \rightarrow 1)$ a impulsului de tact. În producția IPRS-Băneasa, seria TTL include circuitul integrat CDB 474E, conținînd două bistabile $D$ acționate pe front.

Seria circuitelor secvențiale elementare prezentate, toate de tipul bistabilelor, poate fi completată și cu alte tipuri de circuite basculante, prezentate în cap. 5 sub forma clasică a circuitelor de impulsuri: circuitul basculant Schmitt, circuitul monostabil și circuitul astabil. Acestea se pot realiza ca circuite integrate din familia TTL, ca de exemplu — în cadrul seriei fabricate la IPRS Băneasa — tipul CDB 4121E, reprezentînd un monostabil, tipul CDB 413E, reprezentînd doi operatori ȘI—NU trigger Schmitt, cu cîte 4 intrări etc. În același timp, aceste circuite se pot realiza și cu elemente logice simple. Astfel, un trigger Schmitt se poate obține cu ajutorul a doi operatori NU, utilizînd schema din fig. 6.56. Pragurile de basculare sînt determinate

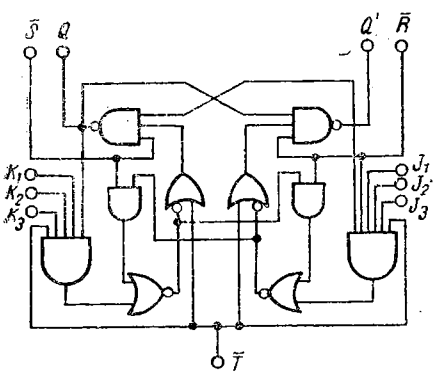



Fig. 6.53. Circuitul CDB 472 E.

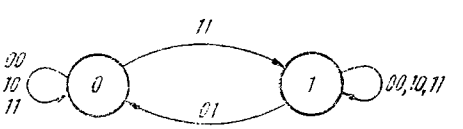



Fig. 6.54. Diagrama de tranziție a stărilor la bistabilul D cu zăvorîre.

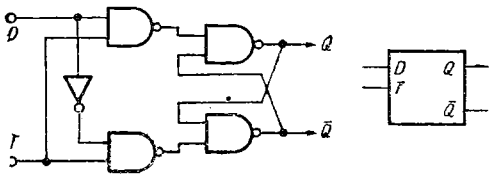



Fig. 6.55. Schema logică și simbolizarea bistabilului D cu zăvorire.

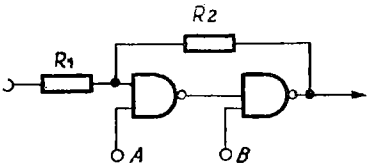



Fig. 6.56. Trigger Schmitt realizat cu două circuite NU.

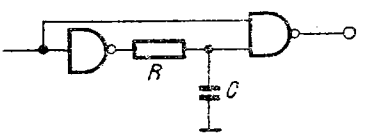



Fig. 6.57. Circuit basculant monostabil.

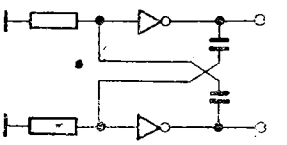


Fig. 6.58. Circuit astabil.

de rezistențele $R_1$ și $R_2$. Intrările $A$ și $B$ permit „inhibarea" circuitului într-o stare, prin aplicarea semnalului logic 0. Circuitul basculant monostabil se realizează cu ajutorul schemei din fig. 6.57, unde declanșarea circuitului se produce prin semnal „0". Circuitele astabile cuprind doi operatori NU, conectați în scheme cu reacție pozitivă, realizată prin capacități (fig. 6.58). Interpretarea schemelor prezentate conduce la structuri ale circuitelor respective, similare celor analizate în cap. 5.

### 6.5.4. NUMĂRĂTOARE ELECTRONICE ȘI DECODIFICATOARE

Schema unui *numărător binar cu 4 biți* este dată în fig. 6.59, *a*, iar funcționarea acestuia, la aplicarea unei succesiuni de impulsuri care trebuie numărate, este ilustrată prin diagrama din fig. 6.59, *b*. Se constată că după aplicarea a $N$ impulsuri, stările triggerelor indică valoarea numerică a lui $N$,

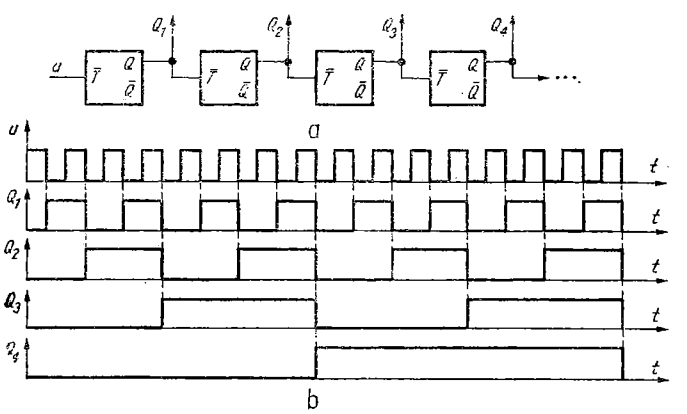



Fig. 6.59. Numărător binar cu patru biți:
*a* — schema de principiu; *b* — diagrama impulsurilor.

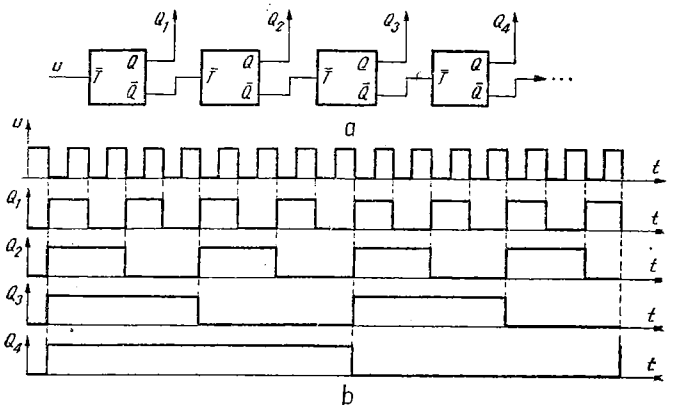



Fig. 6.60. Numărător binar cu 4 biți invers:
*a* — schema de principiu; *b* — diagrama impulsurilor.

în baza 2 (tabelul 6.28). Dacă se utilizează ieșirile $\bar{Q}$ pentru legarea triggerelor în cascadă (fig. 6.60, *a*), frontul de basculare $1 \rightarrow 0$ al ieșirii $\overline{Q}$ produce tranziția stării triggerului următor și se obține diagrama de semnal din fig. 6.60, *b*. Spre deosebire de schema anterioară, cînd s-a obținut numărarea directă în binar, în acest caz rezultă numărarea inversă a impulsurilor, adică la fiecare impuls aplicat la intrare, numărul înregistrat cu ajutorul triggerelor scade cu o unitate (tabelul 6.29). În fig. 6.61 este dată schema unui numărător binar reversibil. Dacă se aplică semnal „1" la intrarea + și „0" la intrarea —, impulsurile *u* sînt numărate în sens direct; dacă se aplică semnal „0" la borna + și „1" la borna —, schema realizează numărarea inversă a impulsurilor de la intrare.

*Tabelul 6.28*

| Nr. impuls | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $Q_1$ | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | .. |
| $Q_2$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | ... |
| $Q_3$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | ... |
| $Q_4$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | ... |

*Tabelul 6.29*

| Nr. impuls | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | ... |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $Q_1$ | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | ... |
| $Q_2$ | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | ... |
| $Q_3$ | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | ... |
| $Q_4$ | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | ... |

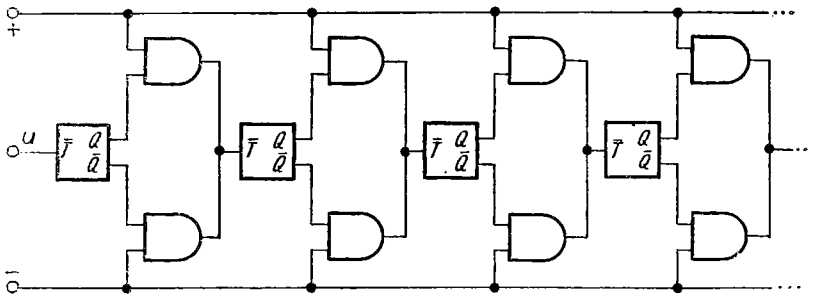


Fig. 6.61. Numărător binar reversibil.

Numărătoarele electronice în cod binar se realizează în prezent sub formă de circuite integrate TTL (exemple: numărător binar CDB 493E, numărător binar sincron reversibil CDB 4193E — fabricație IPRS-Băneasa).

Pentru *numărare în cod binar-zecimal* (*BCD*), se utilizează codificarea în binar a fiecărei cifre zecimale din cadrul unui număr scris în baza 10. Un numărător de impulsuri se compune din mai multe decade de numărare, cîte una pentru fiecare rang zecimal. O decadă de numărare numără în binar pînă la 9 impulsuri aplicate la intrare, iar al 10-lea impuls revine cu toate triggerele în starea 0. Schema unei decade de numărare, realizată de circuitul integrat CDB 490E (fabricație IPRS Băneasa) este dată în fig. 6.62. Triggerele $T_1$ ... ... $T_4$, în varianta master-slave, sînt de tip $T$, $S-R$ și $J-K$. Triggerele $T_1$ și $T_3$ (tip $T$) funcționează ca într-un numărător binar obișnuit. Triggerul $T_2$ (tip $J-K$) basculează la fiecare trecere $1 \to 0$ a semnalului $Q_1$, atît timp cît $T_4$ este în starea 0, cînd se transmite la intrarea $J$ semnalul $\bar{Q}_4 = 1$. După bascularea lui $T_4$ (la al 8-lea impuls), triggerul $T_4$ rămîne în starea 0, chiar dacă $Q_1$ efectuează trecerea $1 \to 0$ (la al 10-lea impuls, fig. 6.63). Triggerul $T_4$ (tip $S-R$) basculează în starea 1 la trecerea $1 \to 0$ a semnalului $Q_1$, atunci cînd, în faza anterioară a acestei treceri avem $S = 1$ și $R = 0$. Din fig. 6.63 se vede că numai după al 8-lea impuls, tranziția $1 \to 0$ a lui $Q_1$ este precedată de un interval în care $S = Q_2Q_3 = 1$ și $R = Q_4 = 0$. Deci, după al 8-lea impuls, triggerul $T_4$ basculează în starea 1. În continuare, se obține $S = Q_2Q_3 = 0$, $R = Q_4 = 1$ și, la următoarea trecere $1 \to 0$ a semnalului $Q_1$, valorile $S = 0$ și $R = 1$ se transferă la ieșirile $Q_4$, respectiv $\bar{Q}_4$, adică triggerul revine în starea 0. Se remarcă revenirea în starea 0 a tuturor triggerelor după al 10-lea impuls.

Un *numărător binar-zecimal* se compune din mai multe decade de numărare $D_0$, $D_1$, $D_2$ ..., conectate în serie (fig. 6.64). După 10 impulsuri aplicate la intrare, triggerul $T_4$ din decada unităților, $D_0$, realizează tranziția $1 \to 0$, producînd înregistrarea unei unități în decada zecilor. În mod similar, după 100 impulsuri se produce transferul $1 \to 0$ al triggerului $T_4$ din decada unităților, $D_1$, înregistrîndu-se o unitate în decada sutelor.

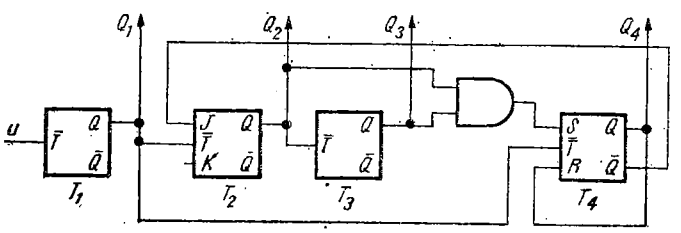


Fig. 6.62. Decadă de numărare cu CDB 490 E.

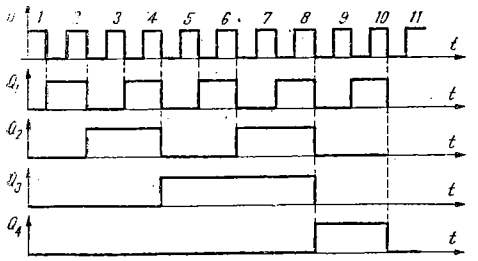


Fig. 6.63. Diagrama impulsurilor corespunzătoare schemei 6.62.

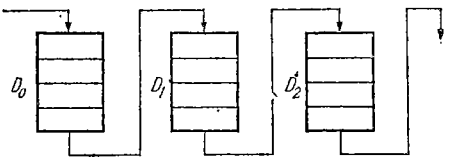


Fig. 6.64. Numărător binar — zecimal.

Ca și în cazul numărătoarelor binare clasice, se pot realiza și numărătoare binar-zecimale reversibile (circuitul integrat CDB-4192 — fabricație IPRS Băneasa — reprezintă o decadă de numărare reversibilă).

Trecerea din codul binar sau din codul *BCD* în cod zecimal sau în alt cod se realizează cu ajutorul *decodificatoarelor*. Acestea sînt circuite combinaționale simple, cu mai multe ieșiri, realizate în conformitate cu tabelul de adevăr prin care se definește codul respectiv. De exemplu, decodificarea în zecimal a codului *BCD* se face pornind de la tabelul de adevăr 6.30. Cele 10 ieșiri, $y_0, y_1, \ldots, y_9$, corespunzătoare unei decade, se scriu în funcție de intrările $Q_1, Q_2, Q_3$ și $Q_4$ astfel:

$$y_0 = \bar{Q}_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3\bar{Q}_4; \quad y_1 = Q_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3\bar{Q}_4; \quad y_2 = \bar{Q}_1Q_2\bar{Q}_3\bar{Q}_4;$$
$$y_3 = Q_1Q_2\bar{Q}_3\bar{Q}_4; \ldots; y_9 = Q_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3Q_4$$

sau

$$\bar{y}_0 = \bar{Q}_1 \uparrow \bar{Q}_2 \uparrow \bar{Q}_3 \uparrow \bar{Q}_4; \ \bar{y}_1 = Q_1 \uparrow \bar{Q}_2 \uparrow \bar{Q}_3 \uparrow \bar{Q}_4;$$
$$\bar{y}_2 = \bar{Q}_1 \uparrow Q_2 \uparrow \bar{Q}_3 \uparrow \bar{Q}_4; \ldots; \bar{y}_9 = Q_1 \uparrow \bar{Q}_2 \uparrow \bar{Q}_3 Q_4$$

*Tabelul 6.30*

| Nr. impuls | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | ... |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $Q_1$ | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | ... |
| $Q_2$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | ... |
| $Q_3$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | ... |
| $Q_4$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | ... |

Schema decodificatorului este dată în fig. 6.65 și corespunde circuitului integrat CDB 442E (fabricație IPRS-Băneasa).

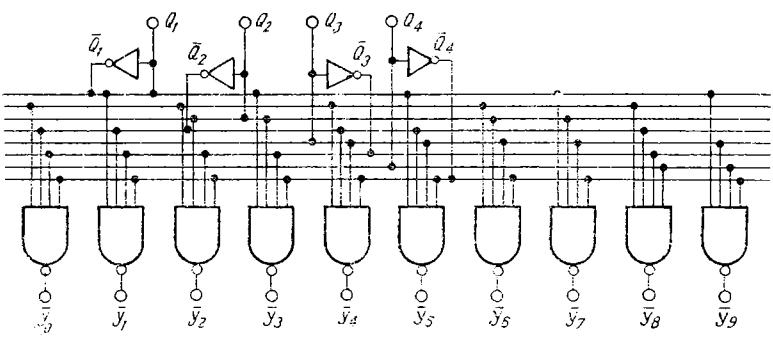


Fig. 6.65. Schema decodificatorului în zecimal a codului BCD.

Registrele cuprind mai multe bistabile sau elemente logice, astfel conectate, încît să realizeze funcţii de stocare a informaţiei — în cazul registrelor tampon (de stocare) — sau de conversie serie/paralel şi paralel/serie — în cazul registrelor de deplasare. După modul de păstrare a informaţiei, registrele pot fi statice sau dinamice, după cum conţinutul se păstrează sau nu în lipsa semnalului de comandă (de tact).

Schema de principiu a unui registru de stocare este dată în fig. 6.66. Dacă la borna de intrare se aplică semnal 1, porţile respective autorizează înscrierea în bistabile a intrărilor $u_k$, $k = 1, 2, 3, 4$. Extragerea conţinutului se face prin aplicarea semnalului logic 1 la borna de comandă a ieşirii, iar ştergerea — prin aplicarea unui impuls la borna de ştergere.

O schemă reprezentativă de registru de deplasare static este dată în fig. 6.67 (corespunde circuitului integrat CDB 495). Atunci cînd la intrarea $CM$ (control de mod) se aplică semnal $0$, registrul realizează conversia serie-paralel a datelor. Porţile $a$ sînt deschise şi permit transferul datelor, astfel încît, la fiecare impuls de tact $T_1$, informaţiile cuprinse într-un bistabil oarecare se transferă în bistabilul următor, iar semnalul de la intrarea serie se înscrie în bistabilul $B_1$. Cînd se aplică semnal 1 la intrarea $CM$, sînt deschise porţile $b$ şi, la aplicarea impulsului de tact $T_2$, informaţia de la intrările paralel se transferă în bistabile. Prin conectarea ieşirii fiecărui bistabil la intrarea-paralel a bistabilului precedent ($Q_1$ se leagă la $I$), impulsul de tact $T_2$ comandă deplasarea spre stînga a conţinutului registrului. Introducerea serie se face, în acest caz, la intrarea de la ultimul bistabil.

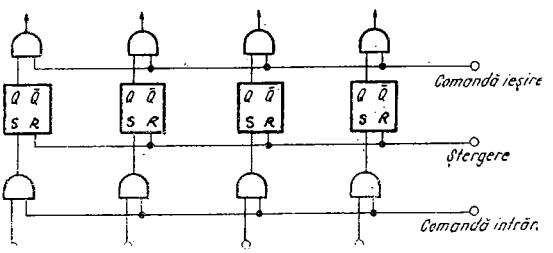



Fig. 6.66. Schema de principiu a unui registru de stocare.

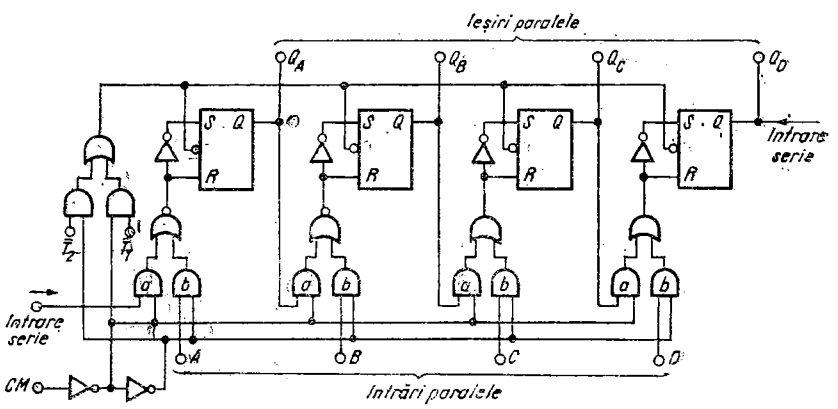



Fig. 6.67. Registru de deplasare static.

# 7. STABILIZATOARE ELECTRONICE

## 7.1. NOȚIUNI GENERALE. PARAMETRII STABILIZATOARELOR

Stabilizatorul electronic este un circuit care are rolul de a menține în anumite limite strînse valoarea tensiunii sau curentului de alimentare a unei instalații industriale sau de laborator. În lipsa stabilizatorului, pot fi depășite limitele admise și pot să apară dereglări în funcționarea instalațiilor și erori de măsurare, nepermise.

În prezent există un număr relativ mare de categorii și tipuri de stabilizatoare electronice. În funcție de mărimea electrică de stabilizat, există stabilizatoare *de tensiune* și *de curent*, iar în funcție de metoda de stabilizare, există stabilizatoare *electromecanice* (pentru tensiuni alternative și continue la consumatori de mare putere), *electromagnetice* (cu miezuri magnetice saturate), *parametrice* (cu elemente neliniare, montate în serie, sau în paralel cu sarcina) și *cu reacție* (care funcționează pe principiul sistemelor de reglare automată cu reacție negativă).

În acest capitol vor fi prezentate stabilizatoarele parametrice și cu reacție. Ele se pot conecta ca în fig. 7.1, dacă tensiunea stabilizată este continuă. În principiu, tensiunea continuă poate fi stabilizată și înainte de redresor, menținînd constantă tensiunea alternativă cu stabilizatoare corespunzătoare. Dar, varianta din fig. 7.1 are avantajul că menține constantă tensiunea pe sarcină, indiferent de cauzele care tind să o modifice, motiv pentru care această variantă este cel mai des utilizată în practică.

Pentru stabilizatoarele de tensiune se poate scrie relația (fig. 7.2):

$$u_2 = u_2(u_1, i_2, \theta) \tag{7.1}$$

unde $u_2$ este tensiunea de ieșire a stabilizatorului (de intrare la sarcină), $i_2$ — curentul de ieșire din stabilizator (care depinde de rezistența de sarcină $R_s$), iar $\theta$ — temperatura mediului ambiant. În afară de $u_1$, $i_2$, $\theta$, mai sînt și alți factori perturbatori, neimportanți. Dacă toți factorii ($u_1$, $i_2$, $\theta$) sînt variabili, diferențiala expresiei (7.1) este

$$du_2 = \frac{\partial u_2}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial u_2}{\partial i_2} di_2 + \frac{\partial u_2}{\partial \theta} d\theta \tag{7.2}$$

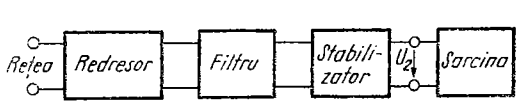



Fig. 7.1. Schema-bloc de conectare a unui stabilizator electronic.

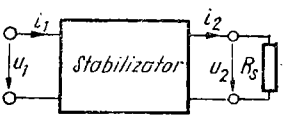



Fig. 7.2. Stabilizator cuadripol

iar dacă un singur factor este variabil se deduc parametrii stabilizatoarelor de tensiune (cu trecerea de la variații infinitezimale $\partial$ la variații finite $\Delta$):

— factorul de stabilizare absolut (în tensiune)

$$S_0 = \left.\frac{\Delta u_1}{\Delta u_2}\right|_{\theta,\, i_2 = \text{const.}}; \tag{7.3}$$

— factorul de stabilizare relativ (în tensiune)

$$F_0 = \left.\frac{\Delta u_1/u_1}{\Delta u_2/u_2}\right|_{\theta,\, i_2 = \text{const.}}; \tag{7.4}$$

— factorul de temperatură* al stabilizatorului de tensiune

$$K_\theta = \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta \theta}\right|_{u_1,\, i_2 = \text{const.}}; \tag{7.5}$$

— rezistența internă a stabilizatorului de tensiune (în modul)

$$R_i = \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta i_2}\right|_{\theta,\, u_1 = \text{const.}}; \tag{7.6}$$

Pentru stabilizatoarele de curent se poate scrie relația (fig. 7.2):

$$i_2 = i_2(i_1, u_2, \theta) \tag{7.7}$$

unde $i_2$ este curentul de ieșire al stabilizatorului (de intrare în sarcină), iar $i_1$ — curentul de intrare în stabilizator.

Diferențiind (7.7) se obține:

$$\mathrm{d}i_2 = \frac{\partial i_2}{\partial i_1}\mathrm{d}i_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2}\mathrm{d}u_2 + \frac{\partial i_2}{\partial \theta}\mathrm{d}\theta \tag{7.8}$$

Dacă în (7.8) există un singur factor variabil, se deduc parametrii stabilizatoarelor de curent (cu trecerea corespunzătoare de la variații infinitezimale la variații finite):

— factorul de stabilizare absolut (în curent)

$$S_0 = \left.\frac{\Delta i_1}{\Delta i_2}\right|_{\theta,\, u_2 = \text{const}}; \tag{7.9}$$

— factorul de stabilizare relativ (în curent)

$$F_0 = \left.\frac{\Delta i_1/i_1}{\Delta i_2/i_2}\right|_{\theta,\, u_2 = \text{const}}; \tag{7.10}$$

— factorul de temperatură al stabilizatorului de curent

$$K_\theta = \left.\frac{\Delta i_2}{\Delta \theta}\right|_{i_1,\, u_2 = \text{const}}; \tag{7.11}$$

---

* Se mai utilizează factorul de temperatură relativ

$$K_{r\theta} = \frac{1}{u_2} \cdot \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta \theta}\right|_{u_1,\, i_2 = \text{const}}$$

— rezistența internă a stabilizatorului de curent (în modul)

$$R_i = \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta i_2}\right|_{\theta,\, i_1 = \text{const}} . \tag{7.12}$$

Pentru stabilizatoarele de tensiune și curent se obțin performanțe cu atît mai ridicate, cu cît factorii $S_0$ și $F_0$ sînt mai mari, iar factorul $K_\theta$ și $R_i$ au valori mai mici.

## 7.2. STABILIZATOARE PARAMETRICE

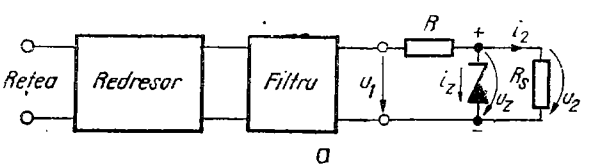
Cele mai răspîndite stabilizatoare parametrice sînt cele *de tensiune continuă*, care fac parte componentă din alimentatoarele celor mai diverse circuite electronice. Aceste stabilizatoare folosesc elemente neliniare (electrice, electronice, electromagnetice), cu caracteristică tensiune-curent, care asigură stabilizarea tensiunii.

Majoritatea stabilizatoarelor parametrice folosesc ca element stabilizator dioda Zener (fig. 7.3, *a*) a cărei proprietate principală este de a prelua variații importante ale curentului ($\Delta I_z$), cu variații reduse ale tensiunii ($\Delta U_z$) la bornele ei (fig. 7.3, *b*):

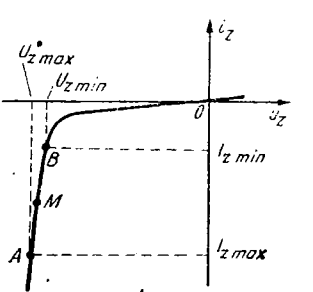
$$\Delta I_z = I_{z\,max} - I_{z\,min} \tag{7.13}$$

$$\Delta U_z = U_{z\,max} - U_{z\,min} \tag{7.14}$$

Pentru $R_s = \infty$, punctul de funcționare al diodei se găsește în $A$. Pe măsură ce $R_s$ scade, crește curentul $i_0$ din $R_s$, iar punctul de funcționare se deplasează spre $B$ și în continuare spre $0$. Practic, pentru a nu se ajunge în zona neliniară a caracteristicii, rezistența de sarcină se limitează astfel încît punctul de funcționare $M$ să se situeze la mijlocul segmentului $AB$ (liniar) al caracteristicii. În cazul mersului în gol ($R_s = \infty$) se alege o valoare pentru rezistența $R$ (de „balast"), care să asigure valoarea maximă admisă a curentului $I_{z\,max}$ prin dioda Zener. În mod similar funcționează stabilizatorul și în cazul variației tensiunii de rețea: dacă tensiunea rețelei crește, cresc, atît $i_2$ (într-o mică măsură), cît și $i_z$ (într-o măsură mult mai mare), iar punctul $M$ de funcționare se deplasează spre $A$. Invers, dacă tensiunea rețelei scade, punctul de funcționare se deplasează spre $B$.




a




b

Fig. 7.3. Principiul stabilizatorului parametric cu diodă Zener:
*a* — schema; *b* — caracteristica tensiune-curent a diodei Zener.

Pentru o funcționare normală a stabilizatorului este necesar ca rezistența de balast $R$ să îndeplinească următoarea condiție

$$R_{min} < R < R_{max} \tag{7.15}$$

unde (fig. 7.4):

$$R_{min} = \frac{E_{i\,max} - u_z - r_z(I_{z\,max} - I_{z0})}{I_{z\,max}(R_{s\,max} + r_z) + u_z} R_{s\,max} - r_i \tag{7.16}$$

$$R_{max} = \frac{E_{i\,min} - u_z - r_z(I_{z0} - I_{z\,min})}{I_{z\,min}(R_{s\,min} + r_z) + u_z} R_{s\,min} - r_i \tag{7.17}$$

unde $r_z = 2{,}5 \ldots 25\ \Omega$ este rezistența internă dinamică a diodei Zener, echivalentă cu o sursă de t.e.m. de valoare $u_z$, iar $r_i$ — rezistența internă a sursei $E_i$.

Relația (7.15) este echivalentă cu

$$I_{z\,min} < i_z < i_{z\,max} \tag{7.18}$$

Parametrii stabilizatorului, la mersul în gol, se determină cu mărimile din schema echivalentă (fig. 7.4, *b*):

$$S_0 = \left.\frac{\Delta E_i}{\Delta u_z}\right|_{\theta,\, i_2 = 0} = \frac{r_i + R + r_z}{r_z} \approx \frac{R}{r_z} \tag{7.19}$$

$$R_i = \left.\frac{-\Delta u_z}{\Delta i_2}\right|_{\theta,\, u_1 = \text{ct}} = \frac{r_z(r_i + R)}{r_i + R + r_z} \approx r_z \tag{7.20}$$

$$K_0 = \left.\frac{\Delta u_z}{\Delta \theta}\right|_{u_1,\, i_2 = 0} = \frac{R + r_z}{r_i + R + r_z} \cdot \frac{\Delta u_z}{\Delta \theta} \approx \frac{\Delta u_z}{\Delta \theta} \tag{7.21}$$

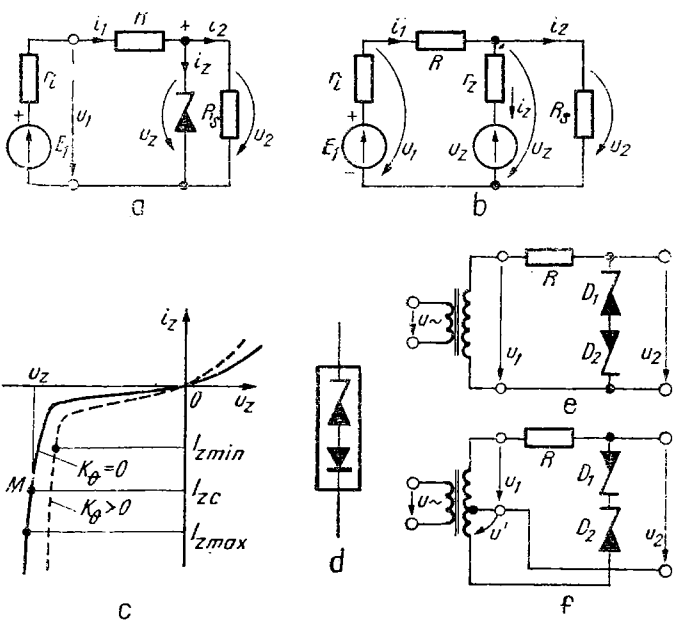



Fig. 7.4. Stabilizatoare parametrice de tensiune, cu diodă Zener:

*a* — schema stabilizatorului de c.c.; *b* — schema lui echivalentă; *c* — deplasarea caracteristicii tensiune-curent în cazul supraîncălzirii diodei Zener; *d* — diodă stabilizatoare termocompensată; *e* și *f* — stabilizatoare de tensiune alternativă.

Tot din fig. 7.4, *b* rezultă, în sarcină: $u_1 = Ri + u_2 = R(i_z + i_2) + u_2 = R\left(i_z + \frac{U_z}{R_s}\right) + u_z$, deci:

$$S_0 = \frac{\Delta u_1}{\Delta u_2} = \frac{\Delta u_1}{\Delta u_z} = R\left(\frac{\Delta i_z}{\Delta u_z} + \frac{1}{R_s}\right) + 1$$

unde $\frac{\Delta u_z}{\Delta i_z} = r_z$. Se obțin factorii de stabilizare, absolut și relativ

$$S_0 = R\left(\frac{1}{r_z} + \frac{1}{R_s}\right) + 1 \tag{7.22}$$

$$F_0 = \frac{U_2}{U_1}\left[R\left(\frac{1}{r_z} + \frac{1}{R_s}\right) + 1\right] \tag{7.23}$$

Factorul de stabilizare $S_0$ este cu atît mai mare, cu cît rezistența de balast $R$ este mai mare, dar, alegînd o valoare prea mare pentru $R$, crește inutil puterea disipată pe această rezistență. De aceea, cînd nu se poate obține un factor $S_0$ satisfăcător printr-o valoare $R = R_{max}$ (7.17) se aleg stabilizatoare cu reacție.

Rezistența internă $R_i$ a stabilizatorului, egală cu rezistența dinamică $r_z$ a diodei, crește cu creșterea temperaturii, ceea ce duce la scăderea factorului $S_0$, iar caracteristica diodei (fig. 7.4, *c*) se modifică conform liniei întrerupte, ceea ce duce la scăderea tensiunii $u_z$ și creșterea în modul a factorului de temperatură $K_\theta$ (7.21).

Factorul $K_0$ se poate micșora folosind o diodă stabilizatoare termocompensată (fig. 7.4, *d*), constituită dintr-o diodă Zener cu $K_\theta > 0$ și o diodă de siliciu polarizată direct, cu $K_\theta < 0$.

*Stabilizatoarele de tensiune alternativă* prezentate în fig. 7.4, *e* și *f* sînt cele mai simple, diodele Zener $D_1$ și $D_2$ fiind montate în serie, în sensuri opuse. Ele sînt circuite de limitare, care furnizează o tensiune nesinusoidală de amplitudine constantă. Tensiunea $u'$ (fig. 7.4, *f*) este proporțională cu tensiunea de intrare și se adaugă în circuitul diodelor cu scopul de a compensa rezistența internă dinamică a acestora.

Stabilizatorul parametric *de curent* se poate realiza cu un baretor (tub cu filament de fier în atmosferă de hidrogen), a cărui caracteristică (fig. 7.5, *b*) are o porțiune în care curentul se menține aproximativ constant la variații ale tensiunii (continue sau alternative). Factorul de stabilizare al stabilizatorului cu baretor (fig. 7.5, *a*) este

$$S_0 = \frac{\Delta u_1}{\Delta u_2} = \frac{\Delta u_1}{R_s \Delta i_2} = \frac{R_b}{R_s} \tag{7.24}$$

unde $R_b$ este rezistența baretorului.

În fig. 7.5, *c* se prezintă un stabilizator *de curent continuu* cu TEC, la care, pentru o creștere a tensiunii de alimentare $u_1$ rezultă o creștere a tensiunii pe rezistența $R$, deci poarta TEC se negativează mai puternic, ceea ce are ca efect limitarea curentului de sarcină $i_2$.

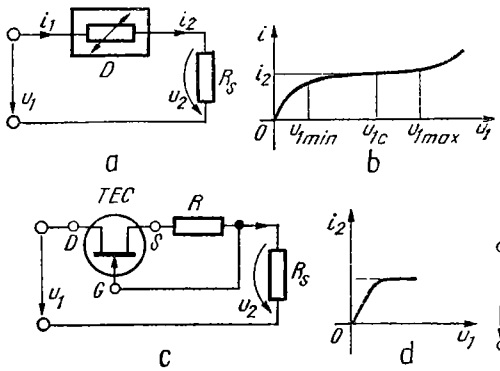



Fig. 7.5. Stabilizatoare parametrice de curent:

*a* — cu baretor; *b* — caracteristica tensiune-curent a baretorului; *c* — cu tranzistor cu efect de cîmp pentru curent continuu.

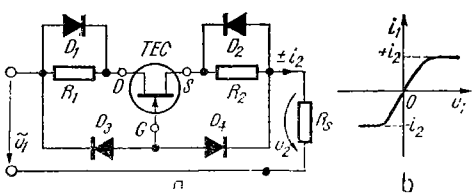



Fig. 7.6. Stabilizator de curent alternativ cu TEC:

*a* — schema; *b* — caracteristica de transfer.

Stabilizatorul *de curent alternativ*, de tip limitator, prezentat în fig. 7.6, are o funcționare simplă: în alternanța pozitivă conduc diodele $D_1$ și $D_2$, iar în cea negativă-diodele $D_3$ și $D_4$, deci în fiecare alternanță stabilizatorul se reduce la cel de c.c. (fig. 7.5), tensiunea de ieșire $u_2$ avînd astfel o formă de variație trapezoidală.

## 7.3. STABILIZATOARE CU REACȚIE

Există două categorii de stabilizatoare cu reacție: cu element de control derivație (*ECD*—fig. 7.7, *a*) și cu element de control serie (*ECS*—fig. 7.7, *b*). La aceste categorii de stabilizatoare, tensiunea de ieșire se compară permanent cu o tensiune de referință, iar diferența dintre aceste tensiuni se amplifică și este apoi folosită de un element regulator, care asigură stabilizarea tensiunii de ieșire $u_2$. De exemplu, stabilizatoarele cu schema-bloc prezentată în fig. 7.7 funcționează astfel: elementul de control *1* este comandat de tensiunea de ieșire a amplificatorului *2*, care amplifică diferența tensiunilor: $\beta U_2 (\beta < 1)$ furnizată de divizorul de tensiune *3* și $U_r$ (tensiune de referință, etalon) furnizată de elementul de referință *4*. Elementul de control asigură reducerea variațiilor de tensiune de la ieșire, adică o tendință de creștere a tensiunii de ieșire $u_2$, atrage după sine (prin intermediul reacției) o comandă de scădere a acestei tensiuni, și invers.

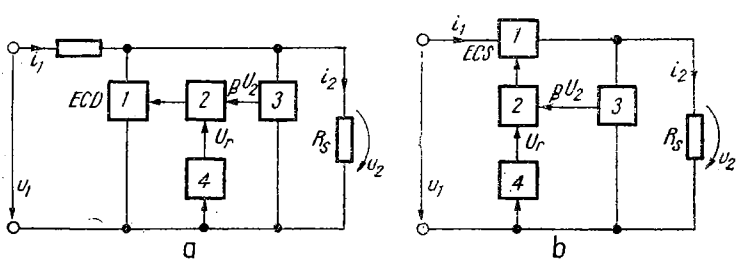



Fig. 7.7. Scheme bloc de stabilizatoare cu reacție:

*a* — cu element de control derivație (ECD); *b* — cu element de control serie (ECS).

### 7.3.1. STABILIZATOARE CU ELEMENTE DE CONTROL DERIVAȚIE

Schema unui stabilizator cu element de control derivație (ECD) se prezintă în fig. 7.8, *a* (fără amplificator de eroare) și *b* (cu amplificator de eroare). La acest tip de stabilizator, variațiile tensiunii $u_z$ se transmit bazei $T$, care are rol de *ECD*: dacă $u_1$ crește, crește potențialul bazei $T$, crește curentul $i_C$ din colectorul $T$ ($u_z$ rămîne constantă, reprezentînd tensiunea de referință), deci creșterea tensiunii $u_1$ este preluată de tensiunea $u_{BE}$, astfel încît tensiunea de ieșire $u_2$ se menține la valoarea prescrisă.

Se poate arăta că pe baza definițiilor și neglijînd parametrii hibrizi $h_{12e}$, $h_{22e}$, factorul de stabilizare și rezistența internă au valorile (fig. 7.8, *a*):

$$S_0 = 1 + R\frac{1 + h_{21e}}{r_z + h_{11e}} \tag{7.25}$$

$$R_i = \frac{R}{1 + R\dfrac{1 + h_{21e}}{r_z + h_{11e}}} \tag{7.26}$$

De asemenea, pentru cazurile practice se poate admite

$$I_{C\,max} = 2I_{2\,max} \tag{7.27}$$

iar rezistența de balast rezultă

$$R = \frac{U_2}{I_{C\,max}} = \frac{U_2}{2I_{2\,max}} \tag{7.28}$$

Stabilizatorul cu reacție, cu *ECD* și cu amplificator de eroare (fig. 7.8, *b*) conține o punte $D$, $R_1$, $R_2$, $R_3$, care permite montarea amplificatorului $-A_u$. Acesta amplifică semnalul de eroare ($u_r - \beta u_2$), care se transmite *ECD* (bazei $T$). Funcționarea stabilizatorului este similară cu a celui precedent.

Stabilizatoarele cu *ECD* au un randament scăzut și puteri relativ mici (30 ... 50 W), motiv pentru care sînt rar utilizate.

### 7.3.2. STABILIZATOARE CU ELEMENTE DE CONTROL SERIE, FĂRĂ AMPLIFICATOR DE EROARE

În fig. 7.9, *a* se prezintă cel mai simplu stabilizator cu ECS, reprezentat de un tranzistor $T$, în montaj de repetor pe emitor, avînd emitorul în serie cu rezistența de sarcină. La o creștere a tensiunii de intrare $u_1$, tensiunea de ieșire $u_2$ rămîne practic constantă, deoarece, la un repetor pe emitor, tensiunea de ieșire este aproximativ egală cu tensiunea aplicată între bază și punctul comun, adică $u_r$, aceasta fiind menținută constantă de dioda Zener.

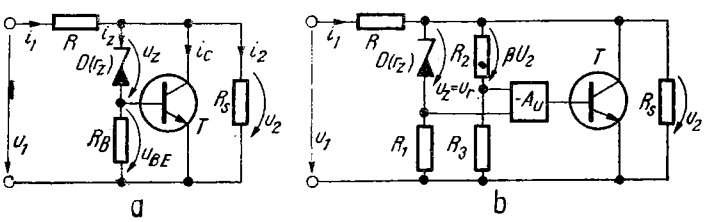



Fig. 7.8. Stabilizatoare cu ECD:
*a* — fără amplificator de eroare; *b* — cu amplificator de eroare.

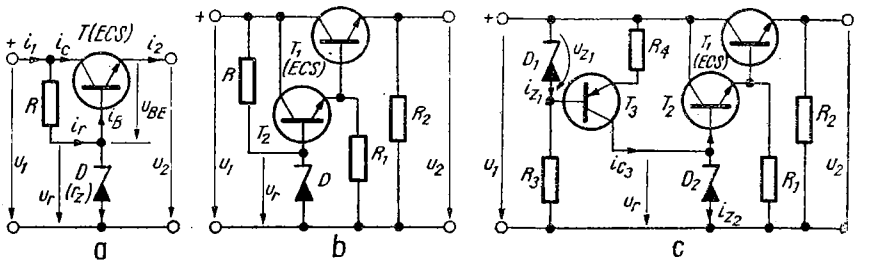



Fig. 7.9. Stabilizatoare cu ECS, fără amplificator de eroare:
*a* — simplu; *b* — cu tranzistor compus; *c* — cu alimentarea elementului de referință sub curent constant.

Funcționarea stabilizatorului în regim dinamic de joasă frecvență este descrisă de ecuațiile (fig. 7.9, *a*)

$$\begin{cases} u_1 = Ri_r + u_r \\ i_r = i_z + i_B \\ i_C + i_B - i_2 = 0 \\ i_C = h_{21e} i_B \\ u_2 + h_{11e} i_B - u_r = 0 \\ u_r = i_z r_z \end{cases} \tag{7.29}$$

din care se deduce funcția de stabilizare

$$u_2 = \frac{r_z}{R + r_z} u_1 - \frac{Rr_z + h_{11e}(R + r_z)}{(1 + h_{21e})(R + r_z)} i_2 \tag{7.30}$$

Din relația (7.30) rezultă parametrii principali ai stabilizatorului

$$\begin{cases} S_0 = \left.\dfrac{\Delta u_1}{\Delta u_2}\right|_{\Delta i_2 = 0} = 1 + \dfrac{R}{r_z} \\ R_i = \left.\dfrac{\Delta u_2}{\Delta i_2}\right|_{\Delta u_1 = 0} = \dfrac{Rr_z + h_{11e}(R + r_z)}{(1 + h_{21e})(R + r_z)} \end{cases} \tag{7.31}$$

Factorul de temperatură se obține din expresia $u_0 = u_r + u_{BE}$ (fig. 7.9, *a*):

$$K_\theta = \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta \theta}\right|_{\substack{\Delta u_1 = 0 \\ \Delta i_2 = 0}} = \frac{\Delta u_r}{\Delta \theta} + \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta \theta} \tag{7.32}$$

În relațiile (7.31) rezistența $R$ are valoarea

$$R = \frac{U_1 - U_r}{I_z + I_B} \tag{7.33}$$

dedusă din schema stabilizatorului (fig. 7.9, *a*), adică rezistența $R$ depinde indirect de parametrii tranzistorului $T$.

Pentru a reduce influența variațiilor curentului din sarcină ($i_2$) asupra parametrilor $S_0$ și $R_i$, deci pentru a micșora curentul $i_B$ din baza $T$, se introduce

un al doilea tranzistor în montaj Darlington (fig. 7.9, *b*). În această schemă, curentul din baza tranzistorului compus ($T_1 + T_2$) este

$$i_B = \frac{i_2}{\beta_1 \beta_2} \tag{7.34}$$

unde $\beta_1$ și $\beta_2$ sînt factorii de amplificare de curent. Rezistența $R_1$ asigură scurgerea curenților reziduali, iar rezistența $R_2$ are rolul de sarcină permanentă a stabilizatorului. Cu $R_2$ în circuit, se evită situația în care, la valori mari ale rezistenței de sarcină are loc inegalitatea (pentru care nu se mai realizează funcția de stabilizare):

$$\beta_1' I_{CB01} + \beta_1' \beta_2' I_{CB02} > i_2 \tag{7.35}$$

unde $\beta_1'$ și $\beta_2'$ sînt factori de amplificare în curent.

Factorul de stabilizare $S_0$ (7.31) se poate îmbunătăți (prin creșterea rezistenței $R$) dacă elementul de referință ($D$) se alimentează sub curent constant (fig. 7.9, *c*). Generatorul de curent constant este format din tranzistorul $T_3$, dioda Zener $D_1$ și rezistențele $R_3$ și $R_4$. Stabilizatorul este caracterizat de ecuațiile

$$\begin{cases} u_{z1} = i_{E3} R_4 + u_{BE3} \\ i_{z2} = \text{const.} \\ i_{C3} = i_{z2} + i_{B2} = \text{const.} \end{cases} \tag{7.36}$$

Rezistența $R$ este întocmită prin rezistența interioară a generatorului de curent constant, care avînd o valoare foarte mare, mărește valoarea factorului de stabilizare $S_0$.

### 7.3.3. STABILIZATOARE CU ELEMENTE DE CONTROL SERIE, CU AMPLIFICATOR DE EROARE

Stabilizatorul cu elemente de control serie (ECS), cu amplificator de eroare (fig. 7.10, *a*) este cel mai răspîndit. El conține un tranzistor $T_1$ (ECS) în montaj de repetor pe emitor și un tranzistor $T_2$ cu rol de amplificator de eroare. Dioda Zener $D$ este conectată în emitorul $T_2$ și furnizează tensiunea de referință. O parte din tensiunea de ieșire ($\beta U_2$) este adusă pe baza $T_2$ prin intermediul divizorului de tensiune $R_3$, $R_4$. Rezistența $R_1$ asigură polarizarea bazei $T_1$ și alimentarea colectorului $T_2$. Rezistența $R_2$ limitează curentul pe dioda

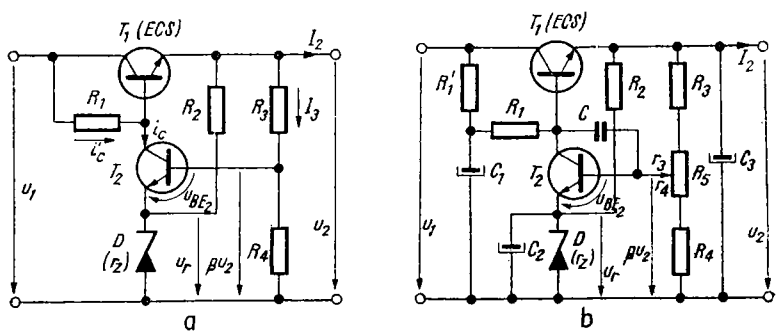



Fig. 7.10. Stabilizator cu ECS, cu amplificator de eroare:
*a* — schemă simplificată; *b* — schemă îmbunătățită.

Zener. Dacă tensiunea de ieșire are tendință de creștere, prin intermediul divizorului $R_3$, $R_4$ apare o creștere pozitivă de tensiune pe baza $T_2$ și deci o creștere a curentului din colectorul $T_2$. Deoarece emitorul $T_2$ are un potențial constant, asigurat de tensiunea de referință a diodei $D$ și datorită creșterii tensiunii pe rezistența $R_1$, tensiunea pe baza $T_1$ (respectiv pe colectorul $T_2$) scade și, implicit scade și tensiunea pe emitorul $T_1$, deci tendința inițială de creștere a tensiunii $u_2$ este compensată. Prin urmare, în general, aceste stabilizatoare funcționează astfel: amplificatorul de eroare ($T_2$) este comandat de diferența de tensiune ($u_r - \beta u_2$), fracțiunea de tensiune $\beta u_2$ fiind generată de divizorul rezistiv ($R_3$, $R_4$), iar tensiunea de referință $u_r$ — de blocul de referință ($D$); semnalul de eroare, proporțional cu diferența de tensiune menționată

$$\varepsilon = k(u_r - \beta u_2) \tag{7.37}$$

obținut la ieșirea amplificatorului de eroare ($T_2$) este aplicat pe elementul de control serie ($T_1$) care acționează în sensul stabilizării tensiunii $u_2$.

Stabilizatorul din fig. 7.10, *b*, în care s-au introdus elemente *RC* suplimentare, cu scopul de a i se îmbunătăți mai mult performanțele, este caracterizat de ecuația (funcția) de stabilizare

$$u_1 = 2u_2 A_{u2}\beta + \frac{R_1 + R_1'}{h_{21e}} i_2 \tag{7.38}$$

dedusă pe baza unor aproximări, practic acceptabile.

Din (7.38) rezultă parametrii

$$S_0 = \left.\frac{\Delta u_1}{\Delta u_2}\right|_{\Delta i_2 = 0} = 2A_{u2}\beta;$$

sau

$$S_0 = 2\frac{h_{21e}(R_1 + R_1')}{h_{11e2} + r_z(1 + h_{21e})}\beta \tag{7.39}$$

și

$$R_i = \left.\frac{\Delta u_2}{\Delta i_2}\right|_{\Delta u_1 = 0}$$

sau

$$R_i = \frac{h_{11e1} + r_z(1 + h_{21e2})}{2h_{21e2}h_{21e1}\beta} \tag{7.40}$$

Condensatorul $C_1$ are rolul de a filtra tensiunea de alimentare $u_i$, condensatorul $C_2$ — de a decupla reacția negativă serie de curent, cauzată amplificatorului $T_2$ de către rezistența $r_z$ a diodei, iar condensatorul $C_3$ reduce rezistența internă în domeniul frecvențelor mari și elimină autooscilațiile.

Pentru a evidenția creșterea performanțelor, se constată într-un exemplu practic că folosind tranzistoare cu $h_{21e} = 50$, rezultă $S_0 = 80$ și $R_i = 0{,}8\ \Omega$ (pentru stabilizatorul din fig. 7.10,*a*), respectiv $S_0 = 160$ și $R_i = 0{,}25\ \Omega$ (pentru stabilizatorul din fig. 7.10, *b*, în care $C_2 = 100\ \mu F$). Dacă la stabilizatorul din fig. 7.10, *b* se folosește și un generator de curent constant, similar cu cel din fig. 7.9, *c*, rezultă $S_0 = 200$ și $R_i = 0{,}15\ \Omega$.

Se constată din (7.39) și (7.40) că performanțe mai bune se obțin pentru $\beta = 1$, adică pentru stabilizatoare cu tensiune de ieșire fixă, egală cu tensiunea de referință $u_r$. Dacă tensiunea de ieșire $u_2$ este variabilă, atunci $\beta < 1$ și factorul $S_0$ scade, iar factorul $R_i$ crește.

Factorul de temperatură al stabilizatorului depinde de factorul termic al tensiunii de referință $K_{\theta r}$, de factorul de temperatură al joncțiunii emitor-bază al tranzistorului $K_{\theta T}$ și de numărul $\beta \leqslant 1$

$$K_\theta = \frac{1}{\beta}(K_{\theta r} + K_{\theta T}) \tag{7.41}$$

adică stabilizatoarele cu tensiune reglabilă au factorul de temperatură în aceeași proporție variabil, mai mare decît al stabilizatoarelor cu tensiune fixă (la care $u_2 = u_r$). Rezultă $K_{\theta\, min}$ pentru $u_{2\, max} = u_r$ și $K_{\theta\, max}$ pentru $u_{2\, min}$.

### 7.3.3.1. AMPLIFICATORUL DE EROARE

Aceste amplificatoare sînt de regulă de tip diferențial cu sursă de alimentare separată (fig. 7.11) și el permite o îmbunătățire substanțială a parametrilor stabilizatorului. Factorul de temperatură nu este influențat de tranzistor ($T_2$ și $T_3$ avînd caracteristici apropiate) și are valoarea

$$K_\theta = \frac{1}{\beta} K_{\theta r} \tag{7.42}$$

Dacă amplificatorul de eroare diferențial este alimentat separat (de la o sursă stabilizată), elementul de referință este o diodă stabilizatoare termocompensată, iar elementul de control serie $ECS$ este un tranzistor compus (montaj Darlington), atunci factorul de stabilizare absolut poate ajunge la valoarea $S_0 = 1\,000$, rezistența internă este $R_i = 20 \ldots 30$ m$\Omega$, iar factorul de temperatură — foarte redus.

Aceste performanțe pot fi mai mult îmbunătățite folosind amplificatorul de eroare cvasidiferențial din fig. 7.12, care reprezintă o variantă a celui precedent și la care tranzistorul $T_2$ are rol de repetor pe emitor al tensiunii de referință $u_r$ (pe dioda $D_2$)

$$u_r \approx (i_{C2} + i_{C3})\, R_2 + u_{BE2} \tag{7.43}$$

iar tranzistorul $T_3$ are rol de amplificator de eroare, cu tensiunea pe bază

$$u_{B3} = \beta u_2 = u_r - u_{BE2} + u_{BE3} \tag{7.44}$$

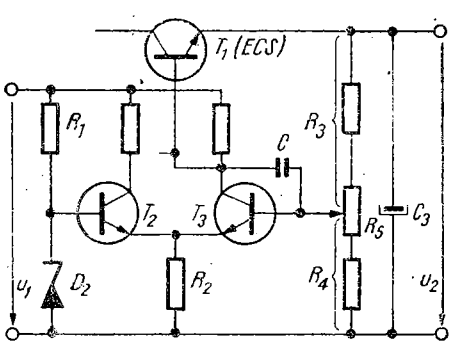



Fig. 7.11. Amplificator de eroare diferențial.

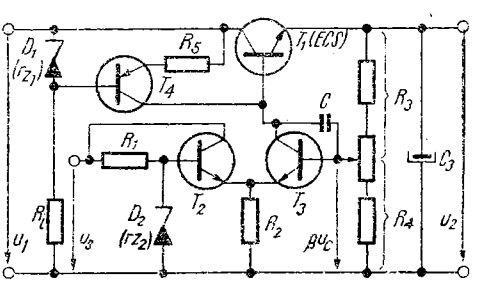



Fig. 7.12. Amplificator de eroare cvasidiferențial.

Dacă tranzistoarele $T_2$ și $T_3$ au caracteristici apropiate, se poate admite $u_{BE2} = u_{BE3}$, iar (7.44) devine

$$u_{B3} = \beta u_2 = u_r \tag{7.45}$$

deci factorul de temperatură $K_\theta$ depinde doar de factorul de temperatură al elementului de referință (7.42).

Tranzistorul $T_4$ are rol de generator de curent constant.

### 7.3.3.2. ELEMENTE DE CONTROL SERIE

Elemente de control serie (ECS) pot fi realizate cu un singur tranzistor, cu două tranzistoare în paralel, cu două tranzistoare în cascădă, sau cu mai multe tranzistoare conectate în serie (fig. 7.13).

ECS (fig. 7.13, *a*) trebuie să îndeplinească mai multe condiții între care

$$\begin{cases} i_{C\,max} \leqslant I_{CM} \\ u_{CE\,max} \leqslant U_{CE0} \end{cases} \tag{7.46}$$

unde $I_{CM}$ și $U_{CE0}$ sînt valorile limită ale tranzistorului. Valorile maxime $i_C$ și $u_{CE}$ se pot stabili experimental modificînd $u_1$, $u_2$ și $i_2$.

Dacă puterea maximă a tranzistorului $P_{d\,max}$ este mai mică decît puterea necesară sarcinii, se pot utiliza două sau mai multe tranzistoare legate în paralel (fig. 7.13, *b*), în care $T_1$, $T_2$ ... se aleg cu caracteristici apropiate, deci și $R_{e1} = R_{e2} = ...$, pentru a se egaliza caracteristicile de intrare.

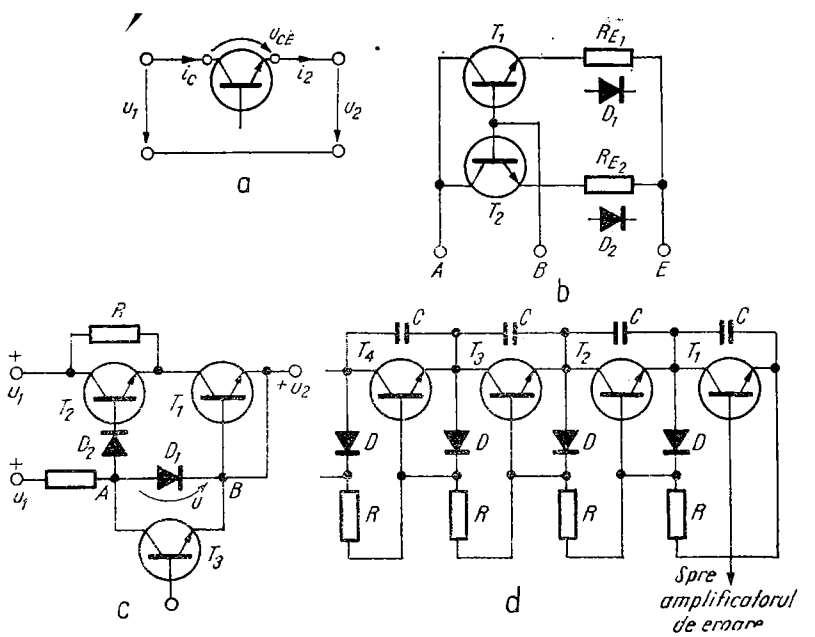



Fig. 7.13. Elemente de control serie:
*a* — cu un tranzistor; *b* — cu două tranzistoare în paralel; *c* — cu două tranzistoare conectate în cascadă; *d* — cu mai multe tranzistoare conectate în serie

În fig. 7.13, *c* se prezintă un *ECS* cu performanțe ridicate, cu două tranzistoare conectate în cascadă, două (trei, sau mai multe) diode redresoare din siliciu (reprezentate prin $D_1$) a căror tensiune $u$ (între punctele $AB$) în sens direct constituie o sursă de tensiune auxiliară.

Dacă este necesară o tensiune mai ridicată, *ECS* se realizează din mai multe tranzistoare legate în serie (fig. 7.13, *d*), unde $T_1$ este comandat de amplificatorul de eroare, iar celelalte (cu caracteristici apropiate de ale primului) sînt comandate de un divizor de tensiune cu rezistențe egale. Condensatoarele asigură ca și în regim dinamic tensiunile să se repartizeze în mod egal pe tranzistoare.

### 7.3.3.3. Divizorul rezistiv

Acesta se realizează pentru tensiunea de ieșire fixă ($R_3R_4$ în fig. 7.10, *a*), sau pentru tensiune de ieșire reglabilă în anumite limite (fig. 7.10, *b*).

Pentru divizorul din fig. 7.10, *a* se determină $R_3$ și $R_4$ din relațiile

$$\begin{cases} R_3 + R_4 = \dfrac{U_2}{I_3} \\ I_3 = (0{,}03 \ldots 0{,}08)\, I_{2\,max} \\ \dfrac{R_4}{R_3 + R_4} = \dfrac{U_r + U_{BE2}}{U_2} \end{cases} \tag{7.47}$$

în care, pentru amplificatoarele de eroare din fig. 7.11 și 7.12, $U_{BE2} = 0$; ecuația a doua este empirică.

În cazul stabilizatorului din fig. 7.10, *b* tensiunea de ieșire $U_2$ se reglează cu $R_5 = r_3 + r_4$. Reglînd cursorul astfel încît $r_3 = 0$ și $R_5 = r_4$ se obține valoarea minimă a tensiunii de ieșire:

$$U_{2\,min} = \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_4 + R_5}\,(U_r - U_{BE2}) \tag{7.48}$$

Reglînd cursorul în sens invers, astfel încît $r_4 = 0$ și $R_5 = r_3$ se obține valoarea maximă a tensiunii de ieșire

$$U_{2\,max} = \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_4}\,(U_r - U_{BE2}) \tag{7.49}$$

Suma $R_3 + R_4 + R_5$ se calculează cu relația

$$R_3 + R_4 + R_5 = \frac{U_2}{I_3} \tag{7.50}$$

unde $I_3$ se obține din ecuația a doua a sistemului (7.47).

Din sistemul de ecuații (7.48), (7.49) și (7.50) se determină rezistențele $R_3$, $R_4$ și $R_5$. În ecuațiile (7.48) și (7.49), $U_{BE2} = 0$ pentru cazul amplificatoarelor diferențiale sau cvasidiferențiale de eroare din fig. 7.11 și 7.12.

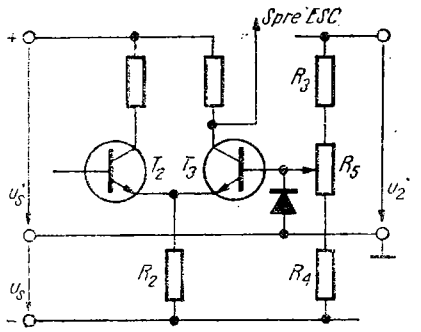



Fig. 7.14. Schemă de reglare a tensiunii de ieșire a stabilizatoarelor cu reacție, pînă la zero.

Montajul din fig. 7.14 se utilizează în cazul reglării tensiunii de ieșire pînă la valoarea zero. Rezistențele divizorului se obțin din sistemul de ecuații

$$\begin{cases} R_2 = \dfrac{U_s' - U_{BE}}{I_{c2} + I_{c3}} \\ R_3 + R_4 + R_5 = \dfrac{U_2 + U_s}{(0{,}03 \ldots 0{,}08)\, I_{2\,max}} \\ \dfrac{R_3}{R_4 + R_5} = \dfrac{U_{2\,min}}{U_s'} \\ \dfrac{R_3 + R_5}{R_4} = \dfrac{U_{2\,max}}{U_s'} \end{cases} \qquad (7.51)$$

unde $U_{BE} = 0$ (pentru amplificatoarele de eroare din fig. 7.11 și 7.12), iar $U_s'$ este o tensiune de polaritate inversă față de $U_2$ și este stabilizată cu o diodă Zener (fig. 7.4, *a*), curentul de lucru fiind sub 10 mA.

Dioda $D$ se conectează în divizor pentru a asigura o protecție în cazul cînd baza $T_3$ primește accidental tensiunea $-U_s'$, evitîndu-se astfel distrugerea joncțiunii bază-emitor $T_3$.

### 7.3.4. STABILIZATOARE CU ECS AUTOPROTEJATE

Pentru a se evita distrugerea unor elemente sau subansambluri ale stabilizatoarelor la apariția în mod accidental a unor depășiri ale valorilor limită de tensiune sau curent de sarcină, stabilizatoarele sînt prevăzute cu circuite de protecție. Aceste circuite limitează curentul de sarcină sau puterea disipată de *ECS*.

Este necesar ca în cazul depășirii curentului de sarcină limită $I_{2\,max}$, tensiunea $U_2$ a stabilizatorului de tensiune să scadă brusc, într-un timp cît mai mic posibil (fig. 7.15, *a*). Protecția prin limitarea curentului de sarcină este specifică stabilizatoarelor cu tensiune de ieșire fixă.

În cazul stabilizatoarelor cu tensiune de ieșire reglabilă se utilizează o protecție de limitare a puterii disipate de *ECS*, adică în domeniul de suprasarcină se reduce atît tensiunea cît și curentul de ieșire, deci implicit se reduce și puterea disipată de *ECS* (fig. 7.15, *b*).

La stabilizatoarele de curent, cînd rezistența de sarcină depășește o anumită valoare, circuitul de protecție asigură la stabilizator o tensiune fixă, constantă sau ajustabilă.

Circuitele de protecție sînt separate, sau incluse în stabilizator (caz în care se acționează direct asupra *ECS*).

*Circuitul de protecție separată* se montează între sursa de tensiune $u_1$ și stabilizator (fig. 7.16). Acest circuit conține un tranzistor saturat $T_s$, o diodă de siliciu $D$ care determină tensiunea de prag, o rezistență $R_1$ de polarizare a bazei $T_s$, o rezistență $R_2$ cu rol de traductor de curent și o siguranță fuzibilă $S_f$ dimensionată să rupă la curentul $I_{2\,max}$. Dacă $I \geqslant I_{2\,max}$, dioda $D$ se deschide, iar tranzistorul $T_s$ lucrează ca generator de curent la $I = I_{2\,max}$.

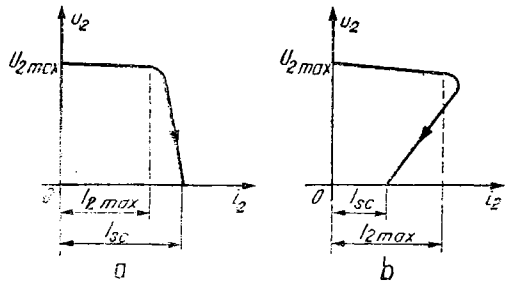



Fig. 7.15. Caracteristica externă reală tensiune-curent a stabilizatorului autoprotejat:
*a* — cu limitarea curentului de sarcină; *b* — cu limitarea puterii disipate de ECS.

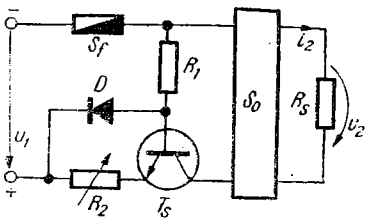



Fig. 7.16. Circuit de protecție separată cu limitarea curentului de sarcină, situat între sursa de alimentare $u_i$ și stabilizatorul $S_0$.

*Circuitul de limitare al curentului de sarcină* este inclus în schema stabilizatorului (fig. 7.17) și este constituit din tranzistorul de protecție din siliciu $T_p$ și o rezistență $R_p$ cu rol de traductor de curent. Dacă $I_2 < I_{2max}$, tensiunea $I_2R_p < 0{,}5$ V și $T_p$ este blocat. Dacă $I_2 \geqslant I_{2max}$, tensiunea $I_2R_p \geqslant 0{,}5$ V și $T_p$ se deschide, preia o parte din curentul bazei $T(ECS)$ asigurat de amplificatorul de eroare $AE$, deci curentul din emitorul $T(ECS)$ rămîne la valoarea $I_2 < I_{2max}$. Admițînd un curent în emitorul $T$ $(ECS)$ cu valoarea $I_2 > I_{2max}$, tranzistorul $T_p$ se va satura, baza $T$ va primi un potențial negativ față de emitorul $T$, iar $ECS$ se va bloca.

*Circuitul de limitare a puterii disipate* pe $ECS$ (fig. 7.18) conține tranzistorul de protecție $T_p$ polarizat între bază și emitor cu tensiunea $u_{BE}$ egală cu suma algebrică a tensiunilor pe $R_p$ și $R_1$:

$$u_{BE} = I_2R_p - \beta U_2 = I_2R_p - \frac{R_1}{R_1 + R_2}\,U_2 \qquad (7.52)$$

Dacă $u_0$ scade, rezultă din (7.52) că $u_{BE}$ la $T_p$ rămîne constantă, deoarece scade simultan $i_2$, dar $u_{CE}$ la $T(ECS)$ crește, deci puterea acestuia $(u_{CE}i_2)$ rămîne constantă.

Într-un exemplu practic, $T_p$ este din siliciu și are curenții $I_C = (1 \ldots 3)$ mA, $I_B = \dfrac{I_2}{10 \ldots 15}$ (pentru a putea trece în stare de conducție), iar $u_{BE}$ = constant.

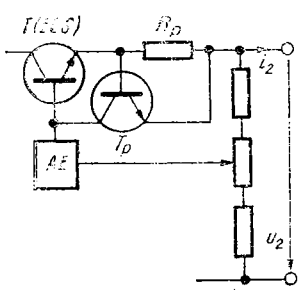



Fig. 7.17. Circuit de limitare a curentului de sarcină.

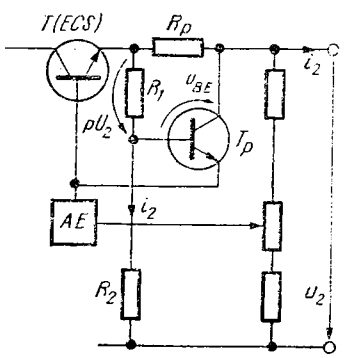



Fig. 7.18. Circuit de limitare a puterii disipate de ECS.

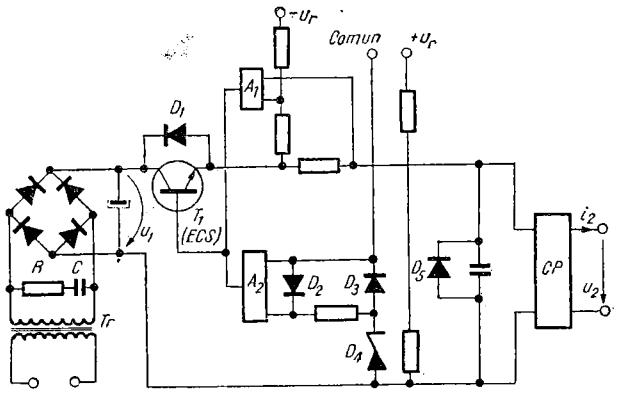



Fig. 7.19. Stabilizator autopotejat cu circuit de protecție (*CP*) pentru scurtcircuitarea sarcinii la depășirea tensiunii nominale.

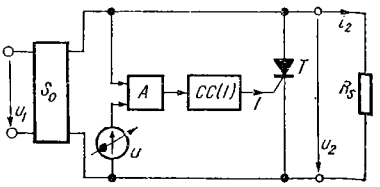



Fig. 7.20. Circuit de protecție a sarcinii la depășirea tensiunii nominale.

Pe lîngă circuitele de protecție din fig. 7.16, 7.17 și 7.18, stabilizatoarele mai necesită și alte circuite pentru protecția elementelor componente și a sarcinii $R_s$. În fig. 7.19 se prezintă un exemplu de stabilizator autoprotejat, în care grupul $RC$ din secundarul transformatorului $Tr$ reduce variațiile tensiunii de scurtă durată ale tensiunii de rețea, dioda $D_1$ protejează tranzistorul $T(ECS)$ împotriva unor tensiuni inverse, diodele $D_2$ și $D_3$ protejează amplificatorul $A_2$ împotriva unor variații mari ale tensiunii de ieșire (limitînd tensiunea de intrare), dioda Zener $D_4$ protejează sarcina la tensiuni ridicate (adică $u_2 \leqslant u_r$), iar dioda $D_5$ protejează sursa $u_1$ împotriva unor tensiuni inverse exterioare.

Circuitul de protecție $CP$, intercalat între stabilizator și sarcină (fig. 7.20), scurtcircuitează automat sarcina în cazul depășirii tensiunii nominale. Acest circuit conține un tiristor $T$ (care intră în conducție la depășirea tensiunii nominale), o sursă de tensiune de referință reglabilă ($u$), un amplificator comparativ sensibil ($A$) și un circuit de comandă $CC(I)$ care acționează tiristorul cu ajutorul impulsului $I$. Tiristorul intră brusc în conducție, iar sarcina rămîne astfel scurtcircuitată pînă la îndepărtarea sursei $u_1 > u_{1nom}$.

### 7.3.5. STABILIZATOR DE TENSIUNE ȘI CURENT

În fig. 7.21 se prezintă caracteristica externă a acestui stabilizator, din care rezultă că pentru o rezistență de sarcină $R_B$ mai mare decît cea critică

$$R_s > R_C = \frac{U_{2c}}{I_{2c}} \tag{7.53}$$

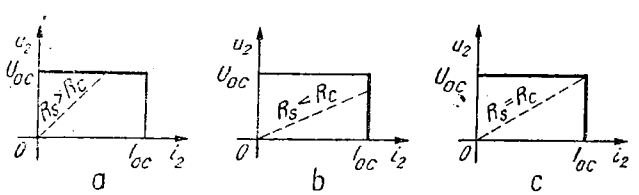



Fig. 7.21. Caracteristica externă teoretică a stabilizatoarelor cu reacție:
*a* — de tensiune; *b* — de curent; *c* — de tensiune și curent.

stabilizatorul este *de tensiune*, iar pentru o rezistență de sarcină mai mică decît cea critică

$$R_s < R_C = \frac{U_{2c}}{I_{2c}} \qquad (7.54)$$

stabilizatorul este *de curent*. În relațiile (7.53) și (7.54), $U_{2c}$ și $I_{2c}$ sînt tensiunea și curentul de sarcină, egale cu valorile maxime ($U_{2\,max}$ și $I_{2\,max}$) admisibile în regimul de funcționare respectiv.

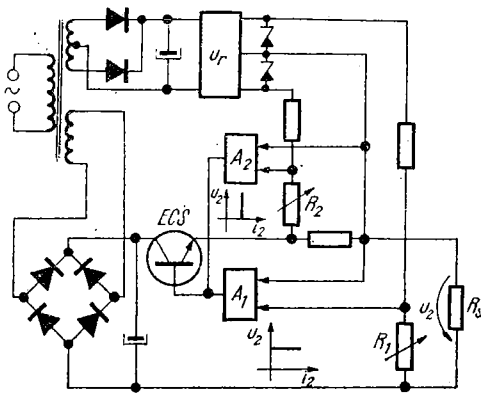



Fig. 7.22. Stabilizator de tensiune și curent.

Schema unui astfel de stabilizator se prezintă în fig. 7.22, în care comanda tranzistorului ca element de control (*ECS*) se obține fie de la amplificatorul $A_1$ (cînd stabilizatorul este de tensiune), fie de la amplificatorul $A_2$ (cînd stabilizatorul este de curent). Comutarea funcționării din regimul de stabilizare de tensiune în regimul de stabilizare de curent se face cînd $I_2 = I_{2\,max}$, iar revenirea în regimul anterior — cînd $U_2 = U_{2\,max}$.

Stabilizatorul de tensiune și curent are avantajul unei bune protecții la suprasarcină și a unui domeniu larg de funcționare, reglabil în anumite limite (cu rezistența $R_2$ se reglează limita curentului, $I_{2\,max}$, iar cu rezistența $R_1$ — limita tensiunii, $U_{2\,max}$).

### 7.3.6. STABILIZATOARE DE TENSIUNE INTEGRATE

Aceste stabilizatoare au performanțe superioare celor cu componente discrete, putînd fi realizate atît pentru tensiuni mari (fig. 7.23, *a*), cît și pentru tensiuni mici (fig. 7.23, *b*). Elementele de control (*ECS*) sînt componente integrate, iar amplificatoarele de eroare sînt amplificatoare operaționale (*AO*). În fig. 7.23, *a*, *AO* de eroare lucrează în regim de amplificator neinversor, iar în fig. 7.23, *b*, *AO* de eroare lucrează în regim de repetor.

Tensiunile de ieșire $U_2$ în funcție de tensiunile de referință $U_r$ au valorile — pentru stabilizarea tensiunilor mari ($U_2 > U_r$; fig. 7.23, *a*):

$$U_2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_r; \qquad (7.55)$$

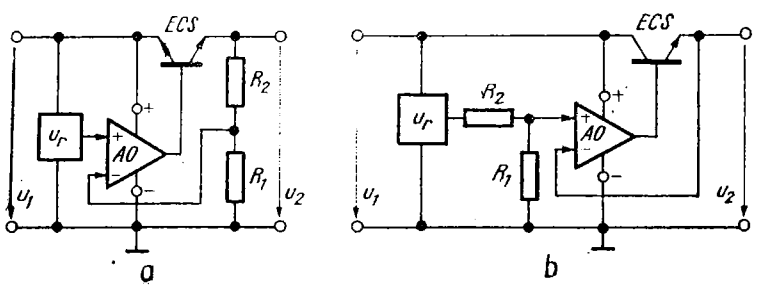



Fig. 7.23. Stabilizatoare de tensiune integrate:
*a* — pentru tensiuni mari ; *b* — pentru tensiuni mici.

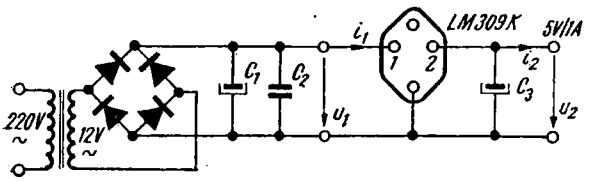



Fig. 7.24. Stabilizator integrat de tensiune fixă (5V/1A).

— pentru stabilizarea tensiunilor mici ($U_2 < U_r$; fig. 7.23, *b*):

$$U_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_r \tag{7.56}$$

Pentru a îmbunătăți fiabilitatea stabilizatoarelor integrate și pentru a elimina căderile de tensiune pe conductoarele externe (care pot modifica tensiunea de ieșire), se extinde în prezent realizarea circuitelor stabilizatoare de tensiune fixă și curenți de sarcină relativ mari.

Stabilizatoarele integrate monolitice de tensiune fixă (cu un număr foarte redus de componente externe pasive și active) au trei terminale: intrare, ieșire și masă.

Pentru exemplificare, se prezintă stabilizatorul integrat de tensiune fixă LM 309K, destinat alimentării circuitelor TTL (fig. 7.24), care are tensiunea de ieșire $U_2 = (5 \pm 0{,}2)$ V, curentul maxim de ieșire $I_{2max} = 1$ A, tensiunea de intrare $U_1 = 7 \ldots 25$ V, factorul de stabilizare $S_0 = 360 \ldots 4\,500$, și factorul de rejecție al ondulației (raportul dintre tensiunea de ondulație de intrare-vîrf la vîrf și tensiunea de ondulație de ieșire-vîrf la vîrf) de ordinul $10^3$. Condensatorul $C_1 = 1\,000$ μF filtrează tensiunea de ieșire a redresorului în punte, condensatorul $C_2 = 0{,}22$ μF asigură stabilitatea circuitului (cînd LM309K este la distanță mare de redresor), iar $C_3 = 100$ μF micșorează impedanța internă a sursei.

# 8. CIRCUITE ELECTRONICE DE CALCUL

## 8.1. NOȚIUNI GENERALE

Reprezentarea informației în circuitele electronice de calcul poate fi în formă analogică sau numerică. În *calculatoarele analogice*, semnalul electric (tensiune, curent) ce constituie purtătorul informației, are o variație continuă în timp și poate lua practic orice valoare între două limite date. Un asemenea semnal se numește analogic. În general, toate detectoarele traductoarelor pentru diverse mărimi fizice furnizează semnale analogice.

*Reprezentarea numerică* a informației, specifică circuitelor numerice (digitale) de calcul, se obține din forma analogică, utilizînd cîteva operații specifice: *eșantionarea, cuantizarea* și *codificarea binară*. Fie $x(t)$ un semnal analogic (fig. 8.1), avînd frecvența maximă din spectru egală cu $f_M$. Prin operația de eșantionare se formează semnalul $x^*(t)$, egal cu $x(t)$ pentru $t = kT$, $k = 0, 1, 2, \ldots$ și zero în rest. Dacă perioada de eșantionare $T$ îndeplinește condiția $T \leqslant \frac{1}{2f_M}$, semnalul eșantionat $x^*(t)$ permite reconstituirea semnalului $x(t)$ pe baza eșantioanelor din momentele $t = kT$, $k = 0, 1, 2, \ldots$ Considerînd un număr finit de niveluri discrete ale amplitudinii, distanțate cu pasul $\Delta x$, cuantizarea constă în aproximarea impulsurilor $x^*(t)$, prin impulsuri $x^{**}(t)$ care cuprind un număr întreg de pași $\Delta x$. Eroarea de cuantizare depinde de modul de aproximare (de ex., rotunjire la valoarea întreagă cea mai apropiată) și de pasul de cuantizare $\Delta x$. În continuare, semnalul $x(t)$ poate fi înlocuit printr-un șir de numere ce se succed cu perioada $T$ egală cu multiplul pasului $\Delta x$ ce determină amplitudinea impulsurilor $x^{**}(t)$. Facilitățile introduse de circuitele logice la realizarea disuozitivor electronice de calcul, au impus ptilizarea codificării binare în secvența ce constituie reprezentarea numerică a semnalului inițial. Prin urmare, valorile numerice ale amplitudinii impulsurilor $x^{**}(t)$ (multi-

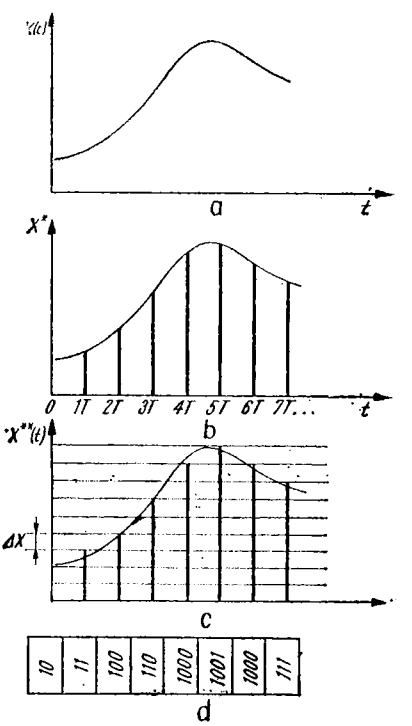



Fig. 8.1. Explicativă la convertirea unei mărimi analogice în mărime numerică.

plii pasului $\Delta x$) se consideră în baza 2, rezultînd secvența numerică din fig. 8.1, *d*. Întrucît baza de numerație 2 utiliizează numai cifrele 0 și 1, prelucrările numerice în această bază se pot realiza cu ajutorul circuitelor logice.

Pe lîngă calculatoarele analogice și calculatoarele numerice, lucrînd fiecare cu un singur mod de reprezentare a informației, se întîlnesc și *calculatoare hibride*, care conțin circuite de calcul analogice și numerice, interconectate.

## 8.2. CIRCUITE DE CALCUL ANALOGICE

### 8.2.1. CIRCUITE FUNDAMENTALE DE CALCUL ANALOGIC

Circuitele fundamentale de calcul analogic realizează operații de bază asupra variabilelor aplicate la intrare, cum sînt: *multiplicarea cu o constantă, însumarea mai multor variabile, integrarea, înmulțirea a două variabile* etc. Circuitele fundamentale de calcul analogic pot fi liniare sau neliniare, după cum operatorul metematic realizat asupra variabilelor de intrare este liniar, respectiv neliniar.

Structura majorității circuitelor actuale de calcul analogic se bazează pe proprietățile amplificatoarelor moderne de curent continuu integrate: amplificare și rezistență de intrare foarte mari, rezistență de ieșire mică. Aceste amplificatoare se mai numesc „operaționale" (v. cap. 3.3.3) cu toate că denumirea trebuie atribuită, așa cum se va considera în cele ce urmează, ansamblului amplificator-circuit de reacție, care realizează relația (operația) intrare-ieșire dorită.

#### 8.2.1.1. Amplificatoare operaționale liniare

În descrierea principalelor tipuri de amplificatoare operaționale, clasificate după valoarea relației intrare-ieșire, se va considera că amplificatorul de curent continuu este un amplificator diferențial integrat.

a. **Amplificatorul inversor de semn** (fig. 8.2) realizează înmulțirea cu o constantă negativă și inversarea semnului tensiunii de intrare. Întrucît amplificatorul de curent continuu are amplificarea în circuit deschis și impedanța de intrare foarte mari, se va considera că tensiunea $u$ este neglijabilă față de tensiunile de intrare-ieșire, $u_1$ și $u_2$, iar curentul $i$ este neglijabil față de curenții $i_1$ și $i_2$. Aceste ipoteze vor fi menținute la toate circuitele de calcul analogic, prezentate în continuare.

Scriind pentru circuitele de intrare și de ieșire, precum și la nodul $M$, ecuațiile corespunzătoare teoremelor a II-a, respectiv I, ale lui Kirchhoff rezultă

$$u_1 = R_1 i_1 + u; \quad u_2 = R_2 i_2 + u \tag{8.1}$$

$$i = i_1 + i_2 \tag{8.2}$$

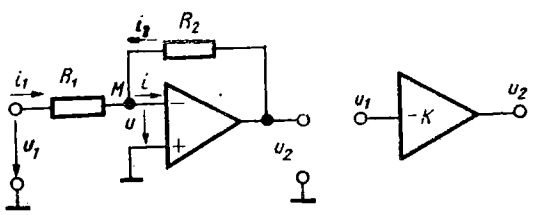



Fig. 8.2. Amplificator inversor de semn.

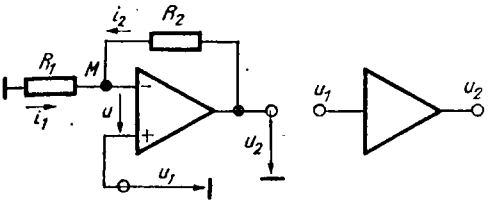



Fig. 8.3. Amplificator neinversor de semn.

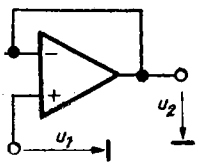



Fig. 8.4. Circuit repetor.

sau în ipotezele adoptate,

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1}\ ;\ i_2 = \frac{u_2}{R_2}\ ;\ i_1 = -\ i_2 \tag{8.3}$$

$$u_2 = -\ ku_1;\ k = \frac{R_2}{R_1} \tag{8.4}$$

Atunci cînd $R_1 = R_2$, amplificatorul se numește inversor de semn, stabilind relația $u_2 = -\ u_1$.

Pentru diminuarea curentului de decalare (v. § 3.3.3.1), în vederea reducerii erorii de calcul, intrarea inversoare se conectează la masă printr-o rezistență $R$, echivalentă grupării în paralel a rezistențelor din circuitul de intrare și de pe legătura inversă. Această soluție se va regăsi și la alte amplificatoare operaționale.

b. **Amplificatorul neinversor de semn** (fig. 8.3) realizează înmulțirea cu o constantă pozitivă supraunitară a tensiunii de intrare. Analog relațiilor (8.1) și (8.2), rezultă

$$R_1 i_1 + u + u_1 = 0;\ R_1 i_1 - R_2 i_2 + u_2 = 0 \tag{8.5}$$

$$i = i_1 + i_2 \tag{8.6}$$

sau neglijînd mărimile $u$ și $i$,

$$i_1 = -\ i_2;\ u_1 + R_1 i_1 = 0 \tag{8.7}$$

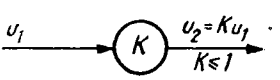
$$u_2 = ku_1;\ k = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{8.8}$$

Pentru $R_1 = \infty$ și $R_2 = 0$ (fig. 8.4) se obține *circuitul repetor*, utilizat frecvent ca element de adaptare (asigură rezistență de intrare foarte mare și rezistență de ieșire foarte mică).

Multiplicarea variabilei $u_1$ cu o constantă pozitivă subunitară se realizează cu ajutorul potențiometrelor de precizie, calibrate, a căror reprezentare este dată în fig. 8.5.

c. **Amplificatorul sumator inversor de semn** (fig. 8.6) realizează suma ponderată, cu semn schimbat, a tensiunilor de intrare. În ipotezele cunoscute

Fig. 8.5. Multiplicarea variabilei $u_i$ cu o constantă (potențiometru).



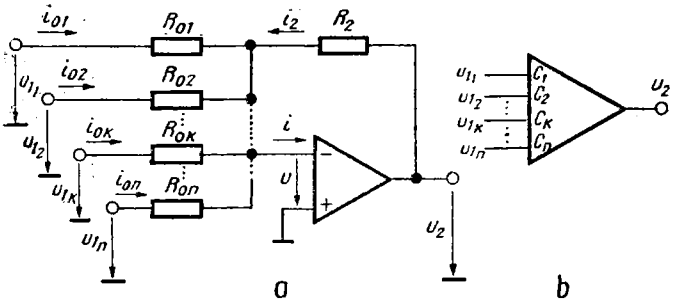



Fig. 8.6. Amplificator sumator inversor de semn:
*a* — schema; *b* — simbolizarea.

privind amplificatorul de curent continuu, se pot scrie relațiile

$$u_{1k} = R_{1k}\, i_{1k};\ k = 1, 2, ..., n \tag{8.9}$$

$$u_2 = R_2 i_2;\ i_2 = \sum_{k=1}^{n} i_{1k} \tag{8.10}$$

rezultînd

$$u_2 = -\sum_{k=1}^{n} c_k u_{1k} \quad c_k = \frac{R_2}{R_{1k}} \tag{8.11}$$

d. **Amplificatorul sumator neinversor** (fig. 8.7) permite obținerea ecuațiilor de forma (8.11), cu deosebirea că în ecuația tensiunii de ieșire suma are semnul plus. Este posibil să se combine schemele din fig. 8.6 și fig. 8.7, pentru formarea unui circuit de adunare—scădere. Un circuit particular din această categorie este amplificatorul diferențial (fig. 8.8). Din condiția $u = 0$, rezultă că tensiunile $u'$ și $u''$ sînt practic egale, adică

$$(u_2 - u_{11})\frac{R_1}{R_1 - R_2} + u_{11} = u_{12}\frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{8.12}$$

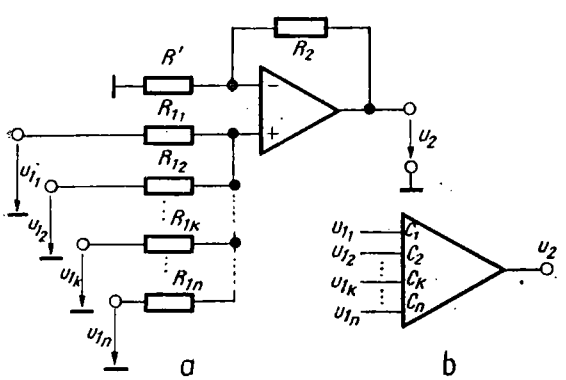



Fig. 8.7. Amplificator sumator neinversor:
*a* — schema; *b* — simbolizarea.

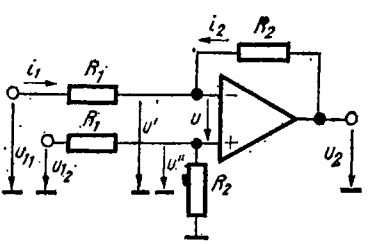
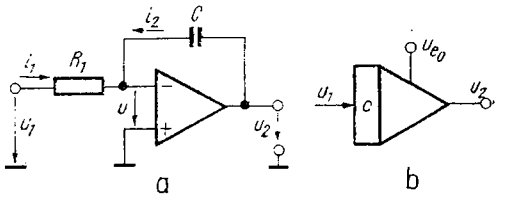


Fig. 8.8. Amplificator diferențial.

Fig. 8.9. Circuit integrator:
*a* — schema; *b* — simbolizarea.




deci

$$u_2 = k(u_{12} - u_{11}); \quad k = \frac{R_2}{R_1} \tag{8.13}$$

e. **Integratorul** reprezintă un element esențial în circuitele de calcul analogic, furnizînd la ieșire un semnal proporțional cu integrala tensiunii aplicate la intrare. Pentru schema integratorului, dată în fig. 8.9, se pot scrie următoarele relații:

$$u_1 + R_1 i_1 = 0; \; u_2 = \frac{1}{C}\int i_2 dt + u_{20}; \; i_2 = -i_1 \tag{8.14}$$

Se obține

$$u_2 = -k\int u_1 dt + u_{20}; \; k = \frac{1}{R_1 C} \tag{8.15}$$

unde $u_{20}$ este condiția inițială.

f. **Integratorul sumator** realizează integrala sumei ponderate a tensiunilor de intrare. Ca și integratorul simplu, integratorul sumator este inversor de semn. Din relațiile

$$u_{1k} = R_{1k} i_{1k}; \; k = 1, 2, ..., n \tag{8.16}$$

$$u_2 = \frac{1}{C}\int i_2 dt + u_{20}; \; i_1 = -\sum_{k=1}^{n} i_{1k} \tag{8.17}$$

rezultă

$$u_2 = -\int\left(\sum_{k=1}^{n} c_k u_{1k}\right) dt + u_{20}; \; c_k = \frac{1}{R_{1k} C}, \; k = 1, 2, ..., n \tag{8.18}$$

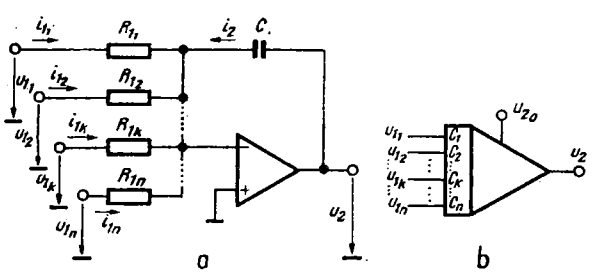



Fig. 8.10. Circuit integrator sumator:
*a* — schema; *b* — simbolizarea.

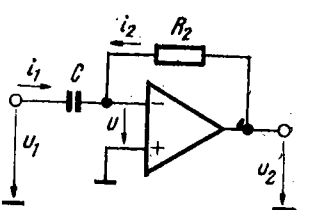



Fig. 8.11. Circuit derivator.

g. **Circuitul derivator** (fig. 8.11) dă la ieșire un semnal proporțional cu derivata cu semn schimbat a tensiunii de intrare. În aceleași condiții ca la circuitele anterioare, rezultă

$$i_1 = C\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t}\ ;\ i_2 = \frac{u_2}{R_2}\ ;\ i_1 = -\,i_2 \tag{8.19}$$

$$u_2 = -\,RC\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t} \tag{8.20}$$

Datorită faptului că acest circuit amplifică semnalele parazite (zgomotul din circuitul de intrare, utilizarea lui trebuie evitată în toate situațiile posibile

### 8.2.1.2. Circuite neliniare de calcul analogic

Circuitele neliniare de calcul permit realizarea unor operații neliniare asupra mărimilor de intrare, cum sînt: *înmulțirea, împărțirea, extragerea radicalului* etc. Aceste circuite de calcul se obțin fie prin amplificatoare operaționale, avînd elemente neliniare în circuitul de reacție, fie prin intermediul unor scheme speciale.

Circuitele neliniare de calcul analogic, cu amplificatoare avînd reacție negativă neliniară, au schema generală din fig. 8.12, în care $D_I$ și $D_{II}$ sînt dipoli electrici conținînd dispozitive neliniare: diode, tranzistoare etc. Un exemplu de circuit neliniar de calcul analogic, din această categorie, este dat în fig. 8.13, unde $T$ este un tranzistor cu factor de amplificare, $\beta_N$, foarte mare. În această schemă se impune condiția $u_1 > 0$, rezultînd $u_2 < 0$, astfel încît tranzistorul $T$ este polarizat în sensul conducției. Deoarece s-a ales un tranzistor cu $\beta$ foarte mare, rezultă, cu bună aproximație, $i_1 = -\,i_C \simeq i_E$. Curentul de emitor este, de fapt, curentul direct al joncțiunii de bază-emitor. Expresia curentului prin joncțiune, la polarizarea în sens direct, este (1.19). În cazul joncțiunii bază-emitor se înlocuiește $u_a$ cu $u_{BE}$ și $i_a$ cu $i_E$.

Ținînd cont că $u_{BE} = -\,u_2$ și că $i_0 \simeq u_1/R_0$, din relația $i_0 \simeq -\,i_1$ se obține

$$\frac{u_1}{R_0} = I_s\,\exp\left(-\frac{eu_2}{kT}\right)(u_2 < 0) \tag{8.21}$$

Rezultă

$$u_2 = -\,\frac{kT}{e}\ln\frac{u_1}{I_s R_0}\quad (u_1 > 0) \tag{8.22}$$

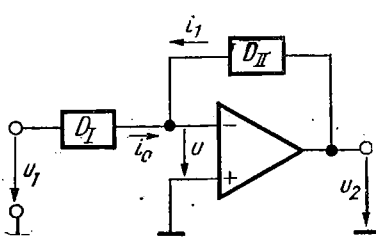



Fig. 8.12. Schema generală a unui circuit neliniar de calcul analogic.

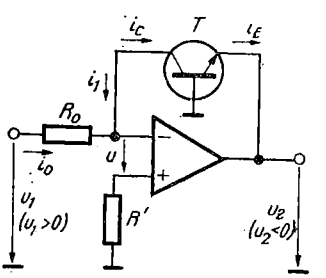



Fig. 8.13. Convertor logaritmic.

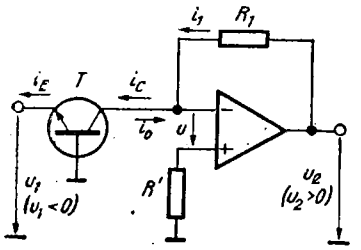



Fig. 8.14. Convertor antilogaritmic.

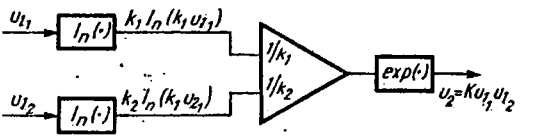



Fig. 8.15. Circuit de înmulțire.

Circuitul neliniar prezentat se mai numește *convertor* (amplificator) *logaritmic.*

Dacă se plasează tranzistorul în circuitul de intrare, iar dipolul $D_{II}$ este o simplă rezistență (fig. 8.14), rezultă succesiv

$$-i_0 = i_C = i_E;\ u_{BE} = -u_1;\ i_0 = I_s \exp(-eu_1/kT)\ (u_1 > 0) \quad (8.23)$$

$$i_1 = \frac{u_2}{R_1};\ i_1 = -i_0;\ u_2 = -R_1 I_s \exp\left(-\frac{e}{kT} u_1\right)\ (u_2 < 0) \quad (8.24)$$

Un asemenea circuit reprezintă un *convertor* (amplificator) *antilogaritmic.*

Utilizînd convertoare logaritmice, ale căror ieșiri se transmit la un circuit de adunare-scădere, iar ieșirea acestuia conectînd-o la un convertor antilogaritmic, se obține un circuit de înmulțire-împărțire (fig. 8.15). În prezent, asemenea scheme se realizează cu circuite integrate monolitice.

Schemele de tipul celor din fig. 8.12 pot realiza relații ieșire-intrare neliniare, de diverse forme, de exemplu relații date grafic. În acest caz, dipolii $D_I$ și $D_{II}$ conțin, ca elemente neliniare, diode polarizate invers, la valori prestabilite ale tensiunii anodice, sau diode Zener. Pentru ilustrarea principiului de realizare a acestor circuite neliniare se va considera dependența ieșire-intrare dată grafic în fig. 8.16. Se aproximează curba prin segmente de dreaptă, numărul acestor segmente fiind impus de precizia de calcul. Realizarea acestei dependențe aproximative se poate face cu schema dată în fig. 8.17, unde dipolul $D_I$ este neliniar, iar $D_{II}$ este simplă rezistență. Tensiunile de intrare în conducție a diodelor Zener $D_1$, $D_2$ și $D_3$ sînt egale cu tensiunile de schimbare a pantei caracteristicii aproximative, adică $u_{i1}$, respectiv $u_{i2}$ și $u_{i3}$. Dacă $u_1 <$

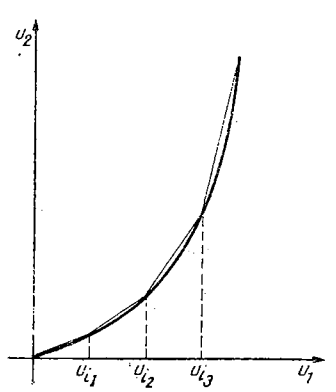



Fig. 8.16. Aproximarea prin segmente de dreaptă a unei dependențe neliniare.

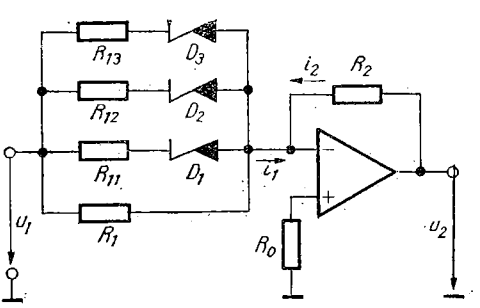



Fig. 8.17. Schema de realizare a dependenței grafice din fig. 8.16.

$< u_{i1}$, diodele $D_1$, $D_2$ și $D_3$ nu conduc, rezistențele $R_{11}$, $R_{12}$ și $R_{13}$ sînt practic decuplate din circuit și curentul $i_1$ are valoarea $i_1 = u_1/R_1$. Amplificarea amplificatorului, reprezentînd panta primului segment al caracteristicii aproximative, va fi $c = R_2/R_1$. Dacă $u_{i1} \leqslant u_1 < u_{i2}$ va conduce $D_1$, iar $D_2$ și $D_3$ vor fi blocate. În circuitul de intrare va interveni rezistența echivalentă, $R'_1$, a grupării în paralel a rezistențelor $R_1$ și $R_{11}$. Amplificarea amplificatorului va fi $c' = R_2/R'_1$, astfel încît panta caracteristicii corespunde celui de al doilea segment. Pentru $u_{i2} \leqslant u_1 < u_{i3}$ conduc $D_1$ și $D_2$, iar $D_3$ este blocată. Rezistența echivalentă în circuitul de intrare va fi mică, corespunzătoare grupării în paralel a rezistențelor $R_1$, $R_{11}$ și $R_{12}$, amplificarea $c''$ va fi mai mare și va corespunde pantei celui de al treilea segment al caracteristicii. Pentru $u_1 \geqslant u_{i3}$ conduc cele 3 diode și se obține ultimul segment al caracteristicii aproximative.

La alte tipuri de relații ieșire-intrare este necesar ca dipolul $D_I$ să fie liniar și $D_{II}$ neliniar, iar în cazul general, ambii dipoli sînt neliniari.

Circuitele neliniare din această categorie, numite și *transformatoare funcționale*, se utilizează în echipamentele de automatizări, precum și în calculatoarele analogice universale.

### 8.2.2. STRUCTURA SISTEMELOR DE CALCUL ANALOGIC

Circuitele analogice de calcul permit soluționarea comodă a unor probleme importante în tehnică, ca de exemplu, reprezentarea sistemelor fizice (instalații tehnologice, de automatizare etc.) prin intermediul „modelelor electronice", numită și *simulare analogică* a sistemelor respective. În acest scop, se realizează o corespondență între mărimile fizice din sistem și tensiunile din calculator, astfel încît mărimilor fizice independente și dependente să le corespundă tensiunile de intrare, respectiv ieșire din calculator. Se consideră dat modelul matematic al sistemului, sub forma unui ansamblu de ecuații diferențiale și algebrice, care leagă mărimile dependente de cele independente. Prin *programarea calculatorului analogic* se înțelege realizarea acelor conexiuni între elementele acestuia încît să se obțină relații între tensiunile de ieșire și cele de intrare, identice — pînă la anumiți coeficienți de scară — cu cele ale modelului matematic.

După structura și posibilitățile de programare, sistemele de calcul analogic pot fi: *specializate*, cînd structura sistemului este fixă, corespunzătoare programului de rezolvare a unui singur tip de problemă (program cablat), sau *universale*.

Calculatoarele analogice universale conțin următoarele tipuri de elemente:

— elemente de calcul liniare și neliniare;

— generatoare pentru aplicarea semnalelor de intrare, numite și generatoare de funcții, care produc semnale variabile după o lege dată: sinusoidală, în treaptă, în rampă, de formă polinomială etc;

— surse de tensiune ajustabile, pentru fixarea condițiilor inițiale ale integratoarelor;

— înregistratoare pentru afișarea variațiilor mărimilor de intrare-ieșire;

— schema de automatizare a calculatorului, care asigură secvența comenzilor necesare aplicării semnalelor de intrare, condițiilor inițiale, declanșarea înregistrărilor etc.

Vom considera un sistem fizic al cărui model matematic este de forma unei ecuații diferențiale oarecare. Fie, spre exemplu, modelul matematic

$$\frac{d^3x_e}{dt^3} + a_1\frac{d^2x_e}{dt^2} + (1 + a_3|x_e|)\frac{dx_e}{dt} + a_4x = a_5x_i \tag{8.25}$$

unde $a_1$, $a_2$, $a_3$, $a_4$ și $a_5$ sînt constante date, $x_i(t)$ este o variabilă cunoscută, reprezentînd mărimea de intrare, iar $x_e(t)$ este o variabilă dependentă, necunoscută, reprezentînd mărimea de ieșire a sistemului. Prin simulare analogică a sistemului se înțelege integrarea — prin mijloace de calcul analogic — a ecuației diferențiale, în vederea obținerii soluției $x_e(t)$, pentru variații date $x_i(t)$.

Dacă se notează prin $u_i(\tau)$ și $u_e(\tau)$ tensiunile de intrare și de ieșire din instalația analogică de calcul, $\tau$ fiind timpul din procesul de calcul analogic, trebuie stabilite corespondențele biunivoce

$$x_i(t) \leftrightarrows u_i(\tau);\quad x_e(t) \leftrightarrows u_e(\tau) \tag{8.26}$$

în așa fel, încît valorilor maxime și minime ale mărimilor de intrare-ieșire, notate prin $x_{iM}$, $x_{eM}$, $x_{im}$, $x_{em}$, să le corespundă valorile maxime, respectiv minime ale tensiunilor din calculator, adică $u_{iM}$, respectiv $u_{eM}$, $u_{im}$, $u_{em}$. De asemenea, invervalului de timp $[0, t_M]$, de desfășurare a procesului în sistemul fizic trebuie să-i corespundă un interval $[0, \tau_M]$ de integrare a ecuației diferențiale în calculatorul analogic. Ținînd cont de aceste condiții, relațiile care asigură corespondențele între mărimile din sistemul real și mărimile din calculator devin

$$x_i(t) = \frac{x_{iM} - x_{im}}{u_{iM} - u_{im}}u_i(t) = \alpha_i u_i(t);\quad \alpha_i = \frac{x_{iM} - x_{im}}{u_{iM} - u_{im}} \tag{8.27}$$

$$x_e(t) = \frac{x_{eM} - x_{em}}{u_{eM} - u_{em}}u_e(t) = \alpha_e u_e(t);\quad \alpha_e = \frac{x_{eM} - x_{em}}{u_{eM} - u_{em}} \tag{8.28}$$

$$t = \frac{t_M}{\tau_M}\tau = \beta\tau;\quad \beta = \frac{t_M}{\tau_M} \tag{8.29}$$

în care $\alpha_i$, $\alpha_e$ și $\beta$ sînt coeficienți de scară din problema dată.

Introducînd $x_i$, $x_e$ și $t$ din relațiile (8.27), (8.28) și (8.29) în ecuația (8.25) și ținînd cont că

$$d^k x_e = \alpha_e d^k u_e;\quad dt^k = \beta^k d\tau^k \tag{8.30}$$

rezultă

$$\frac{\alpha_e}{\beta^3}\frac{d^3u_e}{d\tau^3} + a_1\frac{\alpha_e}{\beta^2}\frac{d^2u_e}{d\tau^2} + (1 + a_3\alpha_e|u_e|)\frac{\alpha_e}{\beta}\frac{du_e}{d\tau} + a_4\alpha_e u_e = a_5\alpha_i u_i \tag{8.31}$$

Printr-o nouă notare a coeficienților, ecuația devine

$$\frac{d^3u_e}{d\tau^3} + c_1\frac{d^2u_e}{d\tau^2} + (c_2 + c_3|u_e|)\frac{du_e}{d\tau} + c_4u_e = c_5u_i \tag{8.32}$$

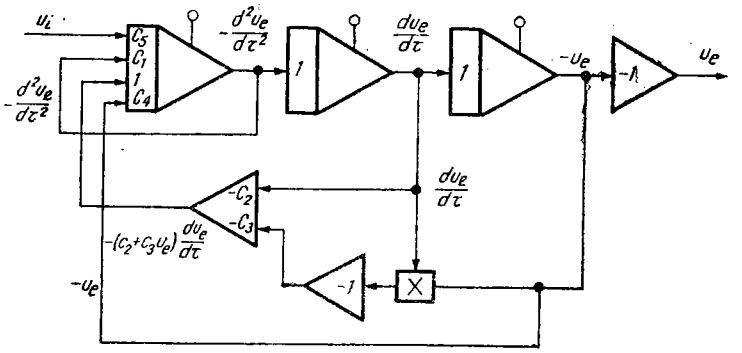


Fig. 8.18. Schema de simulare analogică a ecuației (8.33).

Programarea calculatorului analogic, în vederea integrării ecuației (8.32), constă în conectarea diverselor elemente de calcul, în așa fel, încît prin aplicarea la intrarea schemei a tensiunii $u_i(\tau)$ să se obțină la ieșire tensiunea $u_e$, reprezentînd soluția ecuației. Reținînd din partea stîngă numai derivata de ordinul cel mai ridicat și trecînd restul termenilor în partea dreaptă, rezultă

$$\frac{d^3u_e}{d\tau^3} = c_5u_i - c_1\frac{d^2u_e}{d\tau^2} - (c_2 + c_3|u_e|)\frac{du_e}{d\tau} - c_4u_e \qquad (8.33)$$

Schema de conectare a elementelor de calcul pentru integrarea ecuației diferențiale este dată în fig. 8.18. Sumatorul integrator primește la intrare suma termenilor din partea dreaptă a ecuației (8.33), egală cu $d^3u_e/d\tau^3$ și dă la ieșire integrala cu semn schimbat a acesteia, adică $-d^2u_e/d\tau^2$. Prin integratoarele conectate în continuare se obțin, succesiv, $du_e/d\tau$ și $-u_e$. Mărimile de ieșire din integratorul sumator și din integratoarele simple se utilizează pentru formarea intrărilor în integratorul sumator.

Soluția de programare utilizată se încadrează în procedura de „programare serie" a calculatoarelor analogice, întrucît integratoarele se succed în cascadă.

Fie un sistem fizic al cărui model matematic este o ecuație diferențială liniară, care după introducerea coeficienților de scară poate fi pusă sub forma:

$$\frac{d^3u_e}{d\tau^3} + a_1\frac{d^2u_e}{d\tau^2} + a_2\frac{du_e}{d\tau} + a_3u_e = b_0\frac{d^2u_i}{d\tau^2} + b_1\frac{du_i}{d\tau} + b_2u_i \qquad (8.34)$$

În cazul în care modelul matematic conține derivata mărimii de intrare, simularea sistemului fizic se poate face mai ușor prin proceduri de *programare în paralel*. Aplicînd transformata Laplace ecuației (8.34), în condiții inițiale nule, se obține:

$$s^3U_e(s) + a_1s^2U_e(s) + a_2sU_e(s) + a_3U_e(s) = \\ = b_0s^2U_i(s) + b_1sU_i(s) + b_2U_i(s) \qquad (8.35)$$

Se explicitează imaginea tensiunii de ieșire, sub forma

$$U_e(s) = \frac{1}{s}(b_0U_i(s) - a_1U_e(s)) + \frac{1}{s}(b_1U_i(s) - a_2U_e(s)) + \frac{1}{s}(b_2U_i(s) - a_3U_e(s)) \qquad (8.36)$$

Relația (8.36) se poate scrie sub forma

$$U_e(s) = \frac{1}{s}(b_0U_i(s) - a_1U_e(s) + U_1(s)) \tag{8.37}$$

unde

$$U_1(s) = \frac{1}{s}(b_1U_i(s) - a_2U_e(s)) + \\ + \frac{1}{s}(b_2U_i(s) - a_3U_e(s)) \tag{8.38}$$

Factorul $+\frac{1}{s}$ aplicat parantezei din dreapta

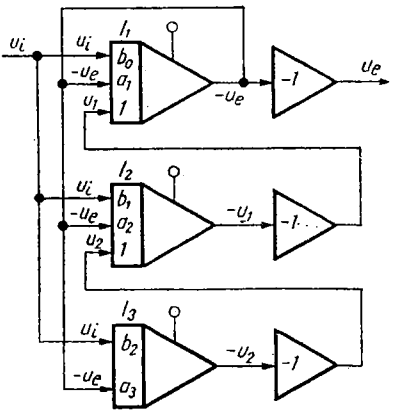



Fig. 8.19. Schema de simulare analogică a ecuației (8.34).

a ecuației (8.37) are semnificația operațională de integrare aplicată originalului corespunzător parantezei. Deci, tensiunea $u_e(\tau)$ este integrala sumei $b_0u_i(\tau) - a_1u_e(\tau) + u_1(\tau)$. Această integrală, cu semn schimbat, este realizată de integratorul $I_1$ din schema de simulare analogică (fig. 8.19). Pentru obținerea termenului $u_1(\tau)$ se utilizează ecuația (8.38), care se pune sub forma

$$U_1(s) = \frac{1}{s}(b_1U_i(s) - a_2U_e(s) + U_2(s)) \tag{8.39}$$

unde

$$U_2(s) = \frac{1}{s}(b_2U_i(s) - a_3U_e(s)) \tag{8.40}$$

Tensiunea $u_1(\tau)$ este — așa cum se remarcă din relația (8.39) — integrala termenului $b_1u_i(\tau) - a_2u_e(\tau) + u_2(\tau)$ și se obține cu ajutorul integratorului $I_2$ și a unui inversor de semn. În mod similar, tensiunea $u_2(\tau)$ se obține prin intermediul integratorului $I_3$.

În Anexa 8.1 este prezentat un exemplu de stabilire a schemei de simulare analogică a unui motor de c.c.

## 8.3. CIRCUITE DE CALCUL NUMERIC

### 8.3.1. STRUCTURA SISTEMELOR NUMERICE DE CALCUL

Un sistem numeric de calcul este format din *dispozitivul de calcul propriu-zis* și din *echipamentele* ce permit purtarea dialogului calculator-utilizator. Se consideră calculatorul ca un dispozitiv ce prelucrează informația $X$ și dă ca rezultat, informația $Y$ (fig. 8.20). Suportul informațional și forma de prezentare a informației $X$ trebuie să fie recunoscute de calculator. De ase-

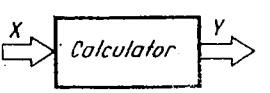



Fig. 8.20. Calculatorul ca element de prelucrare a informației.

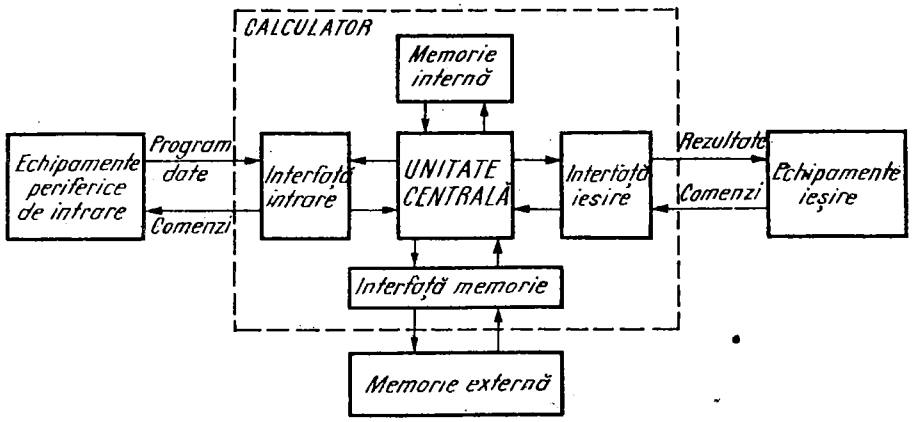



Fig. 8.21. Schema-bloc a unui sistem de calcul.

menea, informația $Y$ trebuie să fie prezentată într-o formă interpretabilă de utilizator.

În general, un sistem de calcul are schema-bloc dată în fig. 8.21.

*Unitatea centrală* efectuează prelucrările numerice și logice, pe baza datelor și a programului introduse prin echipamentele de intrare, și transmite rezultatele la echipamentele de ieșire. Legătura cu echipamentele periferice se face prin circuite specializate de interfață. *Memoria internă* sau *operativă* este caracterizată de o viteză mare de lucru, dar — din considerente economice — are capacitate relativ mică. *Memoria externă*, de mare capacitate, însă cu viteză mai mică de lucru, mărește posibilitățile sistemului de prelucrare a datelor. În cele ce urmează se vor prezenta elementele și structurile de bază ale sistemelor de calcul utilizate cel mai frecvent pentru conducerea proceselor tehnologice: mini și microcalculatoarele.

### 8.3.2. STRUCTURI DE MINI ȘI MICROCALCULATOARE

Un microsistem de calcul conține toate dispozitivele ce-i pot permite o funcționare independentă. Microsistemele realizate cu microprocesoare pot avea diferite configurații, impuse de utilizator.

În realizarea unui microsistem apar mai multe restricții:

— limitarea numărului de conexiuni (pini) cu exteriorul al microprocesorului, impuse de considerente economice, de complexitatea aparaturii de testare etc;

— limitarea, din considerente tehnologice, a suprafeței circuitului integrat ce poate fi implementată;

— compatibilitatea vitezelor diferite de lucru ale componentelor microsistemului.

Funcție de aceste limitări s-au dezvoltat mai multe structuri de mini și microcalculatoare.

1. **Arhitectura standard a unui microsistem de calcul.** Microsistemul, capabil să prelucreze informația primită de la echipamentele periferice de intrare, pe baza unor programe introduse în memorie, și să furnizeze rezultatul pre-

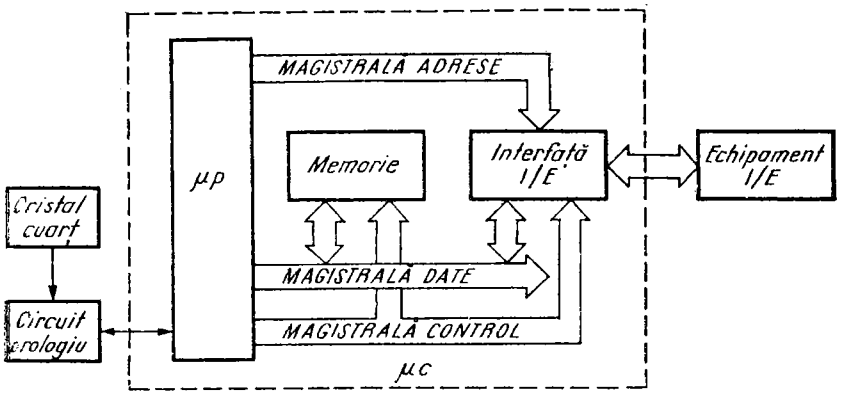



Fig. 8.22. Structura standard a unui microsistem de calcul.

lucrării sub o formă interpretabilă, are structura clasică din fig. 8.22. Microsistemul este realizat din trei tipuri principale de componente:

— *microprocesorul* $\mu P$, care necesită de cele mai multe ori un generator de tact extern;

— *memorii* pentru păstrarea datelor și programelor;

— *circuite de interfață*, pentru conexiunea și controlul echipamentelor periferice.

Se mai utilizează, amplificatoare de magistrale (DRIVERS), care au rolul aducerii semnalelor purtătoare a informației la nivelul energetic normal, registre tampon pentru memorarea temporară a informației în timpul prelucrării etc.

2. **Microsistem de calcul realizat pe un singur circuit integrat.** Pe același cip sînt integrate: microprocesorul, memoriile, circuitele de interfață și circuitul orologiu (de tact). Acest sistem are avantajul reducerii la maximum a legăturilor electrice exterioare (fig. 8.23). Are dezavantajul limitării capacității memoriei.

3. **Microsistem de calcul realizat cu două circuite integrate.** Memoria și circuitele de interfață sînt integrate în același circuit. Microprocesorul controlează direct, prin program, echipamentul periferic (fig. 8.24).

4. **Microsistem cu microprocesor felie** (tip bit-slice). La utilizările unde viteza de lucru a microsistemului trebuie să fie foarte mare se utilizează tehnologia bipolară, pentru realizarea microprocesorului. Deoarece densitatea de componente în cazul tehnologiei bipolare este mai mică decît în celelalte tehnologii, microprocesorul este format din mai multe circuite „felii" (bit-slice), prin conectarea în cascadă a acestora. Un circuit de tip bit-slice conține toate elementele necesare pentru prelucrarea aritmetică și logică a unei informații

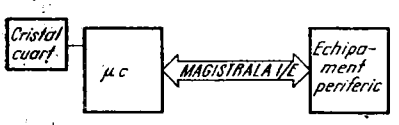



Fig. 8.23. Microsistem realizat pe un circuit integrat.

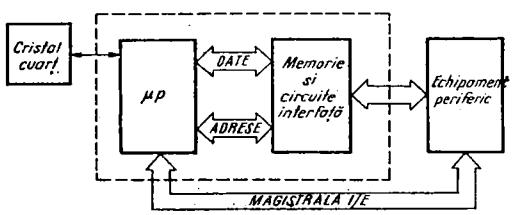



Fig. 8.24. Microsistem realizat pe două circuite integrate.

cu o lungime dată: 2, 4, 8 biți. De asemenea el poate efectua operații de deplasare stînga-dreapta, legătura în pralel la magistralele externe etc.

Pentru realizarea unui microprocesor care prelucrează informații cu lungimea de $N$ biți este necesară reunirea a $N/n$ circuite de tip bit-slice cu $n$ biți, microsistemul fiind foarte flexibil. Deși gradul de integrare este mai mic, microsistemele cu circuite bit-slice permit realizări de performanță. Un exemplu îl constituie calculatorul CORAL produs de Întreprinderea de Calculatoare Electronice București.

### 8.3.3. COMPONENTELE MICROCALCULATOARELOR

#### 8.3.3.1. Microprocesorul

Microprocesorul este un circuit logic universal destinat prelucrării automate a informației discrete: introducerea sau extragerea datelor, memorare, operații aritmetice și logice, selectarea anumitor soluții, acționarea aparaturii periferice și de interfață etc. Funcționarea microprocesorului este supervizată prin programul realizat de utilizator. Pentru transferul informației, microprocesorul utilizează două tipuri de magistrale: interne și externe. La un microprocesor clasic de 8 biți, conexiunile cu exteriorul sînt prezentate în fig. 8.25.

Unul din criteriile de diferențiere a arhitecturii unui microprocesor îl constituie numărul de magistrale interne. După acest criteriu, microprocesorul poate avea una, două sau trei magistrale interne.

a) **Structura standard cu o magistrală internă** este dată în fig. 8.26. Transferul informației între blocurile microprocesorului se face în paralel, prin magistrala internă. Funcție de tipul microprocesorului, transferul intern se poate face pe 8, 16 sau 24 biți.

Unitatea aritmetică și logică, ALU (ARITMETIC-LOGIC UNIT); este un ansamblu de circuite logice combinaționale, avînd rolul efectuării operațiilor aritmetice și logice. Operațiile se efectuează în paralel cu numărul de biți cu care microprocesorul lucrează. ALU are registre de memorare a operațiilor, a rezultatelor intermediare și finale. De asemenea, conține registre care memorează starea sau stadiul efectuării operației în ALU.

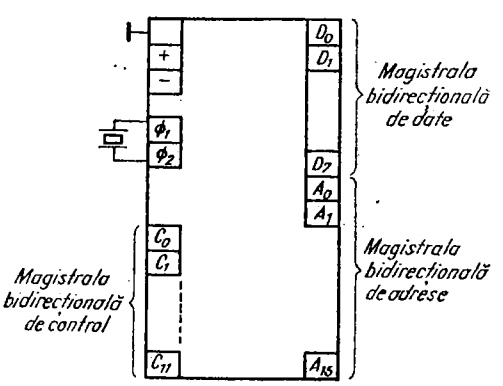



Fig. 8.25. Conexiunile externe ale microprocesorului INTEL 8080.

Registrele din microprocesor sînt de mai multe tipuri:

— *Registre cu destinație generală*, care pot păstra operanzi sau rezultate intermediare. Ele sînt conectate direct prin magistrala internă la ALU. Capacitatea registrelor este egală cu capacitatea de transmitere în paralel a memoriei interne deci de 8,16 sau 24 biți. Aceste registre măresc viteza de lucru a microprocesorului prin eliminarea vehiculării permanente a informației între memorie și ALU.

— Unele microprocesoare au un *grup special de registre cu destinație*

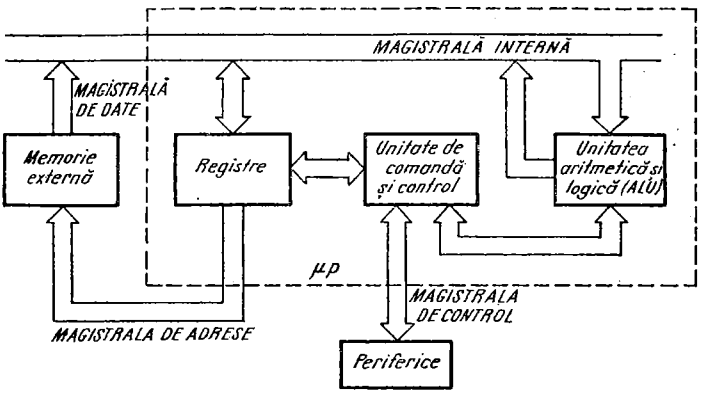



Fig. 8.26. Structura internă standard a unui microprocesor.

*generală* (SCRATCH PAD), de obicei în număr de 64 sau o putere a lui 2, și care formează o memorie operativă internă a microprocesorului. Aceste registre sînt apelate prin instrucțiuni similare modului de adresare a memoriei, dar viteza de lucru este mult mai mare.

— O altă categorie de registre din microprocesor o formează *registrele de adrese*, cu capacitate dublă față de un registru general și conectate direct la magistrala externă de adrese. În aceste registre se găsește adresa instrucțiunii care urmează a fi executată.

Unitatea de comandă și control emite comenzi secvențiale către ALU pentru efectuarea operațiilor. Totodată ea supervizează funcționarea perifericelor.

Analiza și execuția unei instrucțiuni într-un microprocesor presupune două cicluri distincte:

— ciclul de extragere (INSTRUCTION FETCH);

— ciclul de execuție (INSTRUCTION EXECUT).

În *ciclul de extragere* microprocesorul transmite prin magistrala de adrese, adresele unde se găsesc informațiile cu care se efectuează instrucțiunea. Se transmite și comanda de citire a locațiilor de memorie adresate. După un timp ce depinde de viteza de lucru a memoriei, conținutul locațiilor de memorie adresate este transmis prin magistrala externă de date la magistrala internă a microprocesorului. Informația transmisă este depozitată în registre și decodificată. Codul operației ce trebuie să se efectueze se transmite la unitatea de comandă și control iar numerele cu care se efectuează operația, la ALU.

În *ciclul de execuție*, unitatea de comandă și control comandă secvență cu ecvență transferul operanzilor la ALU, efectuarea operațiilor și transmiterea sezultatului.

Arhitectura cu o singură magistrală internă are avantajul simplității și al spațiului minim ocupat de această magistrală pe pastila de siliciu. Dezavantajul constă în viteza de lucru scăzută, deoarece pe aceeași magistrală se transmit și codul operației și operanzii cu care se efectueează operația.

b) **Structura cu trei magistrale interne,** prezentată în fig. 8.27, permite vehicularea informației în interiorul microprocesorului cu viteză mult mai mare. ALU este conectată la intrare cu două magistrale, prin care primește simultan numerele cu care trebuie să opereze. Codul operației pe care trebuie s-o efectueze îl primește de la unitatea de comandă și control. Rezultatul îl

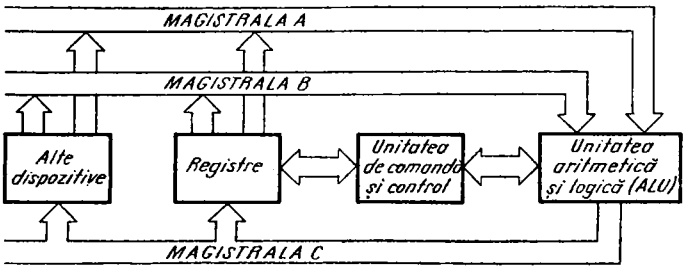



Fig. 8.27. Structura internă a unui microprocesor cu trei magistrale interne.

transmite prin magistrala C, fie la un registru, în cazul unui rezultat intermediar, fie la echipamentele periferice, în cazul unui rezultat final. Conexiunile exterioare ale microprocesorului Intel 8080 sînt date în anexa 8.2.

### 8.3.3.2. Memoriile unui microsistem de calcul numeric

Performanțele microcalculatoarelor sînt strîns legate de caracteristicile memoriilor utilizate. O memorie este caracterizată de următorii parametri:

— *capacitatea memoriei,* reprezentînd cantitatea maximă de informații ce se poate depozita în memorie;

— *timp de acces* sau *viteză de lucru,* ce reprezintă intervalul de timp scurs de la apelarea memoriei și pînă la obținerea informației apelate;

— *timp de stocare,* reprezentat prin intervalul de timp în care informația se păstrează în memorie, fără a fi alterată.

Memoriile mai pot fi caracterizate de tehnologia de realizare, consum energetic etc.

Memoriile utilizate în microsistemele de calcul sînt memorii integrate de două mari categorii:

— *memorii cu structuri bipolare;*

— *memorii cu structuri MOS sau CMOS.*

Există și *memorii hibride,* la care celula de memorie este realizată cu structuri MOS, iar circuitele aferente (selecție, citire, amplificare etc.) cu structuri bipolare.

Memoriile cu structuri bipolare și memoriile clasice cu structuri MOS au drept celulă fundamentală circuitul basculant bistabil.

1. **Memorii de tip RAM.** Memoriile de tip RAM (Random Access Memory) se caracterizează, în principal, prin posibilitatea înregistrării și citirii repetate a informației înscrise în ea. Are în schimb dezavantajul pierderii acestor informații în cazul căderii tensiunii de alimentare. De aceea, ele se utilizează în mod curent pentru înregistrarea și citirea informațiilor ce pot fi reproduse ușor, ca: programe curente, date etc. Memoriile RAM se realizează prin tehnologie bipolară, MOS și CMOS.

*Memoriile RAM bipolare* au cea mai mare viteză de lucru, de ordinul 10 ns, dar necesită pentru realizare o suprafață mare și au un consum de energie ridicat. Memoriile RAM bipolare se utilizează, de obicei, la microsistemele de tip bit-slice.

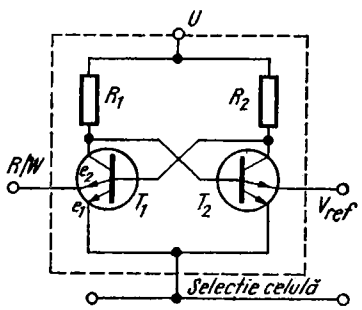



Fig. 8.28. Celulă de memorie cu tranzistoare bipolare.

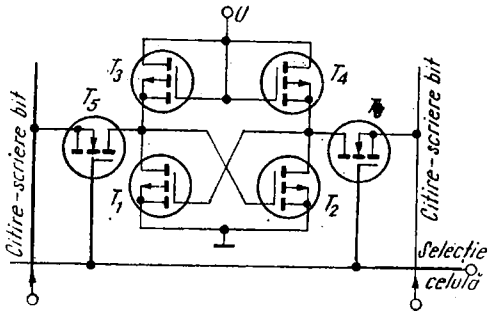



Fig. 8.29. Celulă de memorie cu tranzistoare MOS.

O celulă de memorie este formată dintr-un circuit basculant bistabil, realizat cu două tranzistoare multiemitor $T_1$ și $T_2$ fig. 8.28. Presupunem că celula are înscrisă în ea informația 1 logic, adică $T_1$ este în conducție și $T_2$ blocat. În condițiile unei tensiuni reduse sub 1 V la linia „selecție celula", curentul prin $T_1$ se închide prin emitorul $e_1$ și linia „selecție celulă". În momentul citirii informației din celulă, pe linia „selecție celulă" se aplică o tensiune mai mare (peste 1,7 V), curentul prin $T_1$ va circula prin emitorul $e_2$ și printr-un amplificator de citire, rezultînd semnalul logic 1. Înscrierea informației în celulă se face prin aplicarea unui semnal corespunzător lui 1 logic respectiv 0 logic, la borna de intrare a celulei selectate. Densități mai mari pe un cip se obțin prin tehnologia MOS sau CMOS.

O *memorie MOS-RAM* înmagazinează informația în celule de tip bistabil cu sarcină integrată (fig. 8.29). Elementul de bază al memoriei îl formează bistabilul realizat de tranzistoarele $T_1$ și $T_2$. Tranzistoarele $T_3$ și $T_4$ au rolul de rezistențe de sarcină. Adresarea celulei de memorie se face cu ajutorul liniei de „selecție celulă". În faza de citire, conținutul celulei este transmis prin porțile $T_5$, $T_6$; informația este scoasă prin poarta asociată secțiunii în conducție a bistabilului. Înscrierea se realizează prin forțarea porții respective, încît să comute celula în starea dorită. În prezent se realizează în mod curent memorii RAM cu următoarele performanțe:

— timp de acces de 10 ns ... 500 ns, funcție de tehnologia în care se realizează bistabilele (TTL sau MOS);

— capacitate uzuală: 64 Kbiți.

2. **Memorii de tip ROM** În memoriile ROM (Read-Only Memory), informațiile se înregistrează în procesul de fabricație al circuitului integrat, fără a exista posibilitatea ulterioară de regenerare sau de schimbare a conținutului. Acest tip de memorie este nevolatil în general, adică la căderea alimentării cu energie, informația se menține. Ele se utilizează frecvent pentru memorarea programului intern de organizare a microsistemului de calcul. Se mai utilizează pentru înregistrarea:

— subrutinelor de bibliotecă utilizate frecvent;

— programelor de sistem, cum ar fi: subrutine de încărcare, subrutine de intrare-ieșire sau compilatoare specializate;

— programelor cu aplicații speciale;

— subrutinelor pentru rezolvarea întreruperilor sau pentru acordarea de priorități;

— programelor pentru generarea caracterelor pe ecranul display-ului.

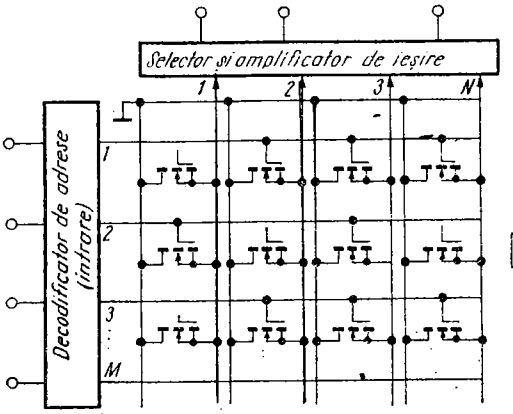



Fig. 8.30. Memorie ROM.

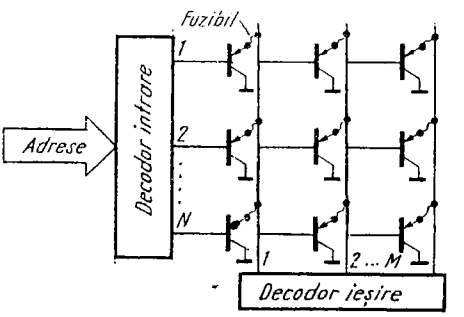



Fig. 8.31. Memorie PROM.

Memoriile ROM sînt formate din elemente semiconductoare dispuse într-o rețea, sub forma unei matrici. Legătura dintre elementele semiconductoare, așezate în nodurile rețelei este fixă și se realizează la fabricarea memoriei.

*În tehnologia MOS*, memorarea informației 0-logic se face prin nerealizarea completă a tranzistorului MOS din ochiul matricii de memorie (fig. 8.30). Un tranzistor MOS fals se poate obține dacă electrodul metalic (poarta) nu acoperă întreaga suprafață a canalului sau dacă stratul de oxid din zona canalului depășește o grosime limită. Informația binară „1" este înscrisă prin realizarea completă a tranzistorului.

Realizarea unei memorii ROM presupune cunoașterea apriorică a informației ce se înregistrează. Pentru eliminarea acestui dezavantaj s-au realizat memorii ce pot fi programate de utilizator: memoriile PROM și REPROM.

*Memoria PROM* are prin construcție toate celulele de memorare conectate la rețeaua internă metalică a memoriei (fig. 8.31). Legăturile la rețea se fac fie cu ajutorul unui fuzibil metalic de Al sau Ni-Cr, fie printr-o joncțiune semiconductoare *pn*. Programarea memoriei se realizează de către utilizator cu ajutorul unui dispozitiv de programare, prin arderea fuzibilului cu ajutorul unui tren de impulsuri de curent cu valori de 0,1 ... 1 A. La conexiunile prin joncțiune, se conectează tranzistorul de rețeaua internă a memoriei prin străpungerea joncțiunii. Prezența sau absența legăturii dintre tranzistor (celula de memorie) și rețeaua internă a memoriei corespunde înscrierii informației în cod binar.

Caracteristicile memoriei PROM sînt apropiate de cele ale memoriei ROM.

*Memoriile REPROM* se pot programa de utilizator ca și memoria PROM, avînd în schimb posibilitatea ștergerii și reprogramării. Memoriile REPROM se realizează cu TEC-MOS cu grila izolată. Înregistrarea informației se face prin injectarea unei sarcini electrice pe grila tranzistorului. Datorită izolării grilei, sarcina electrică acumulată se diminuează cu 30% pe o perioadă de circa 10 ani. Ștergerea informației înregistrate se face cu ajutorul unei radiații ultraviolete, care prin ionizarea stratului izolator duce la descărcarea sarcinii electrice acumulate. Pentru realizarea ștergerii modulul de memorie este prevăzut cu o fantă de cuarț, prin care trece radiația ultravioletă.

O variantă tehnologică a memoriei REPROM o constituie memoria EAROM (ELECTRICALLY ALTERABLE ROM), care poate fi înscrisă și citită prin procedee electrice. Datorită faptului că timpul de înregistrare este de ordinul

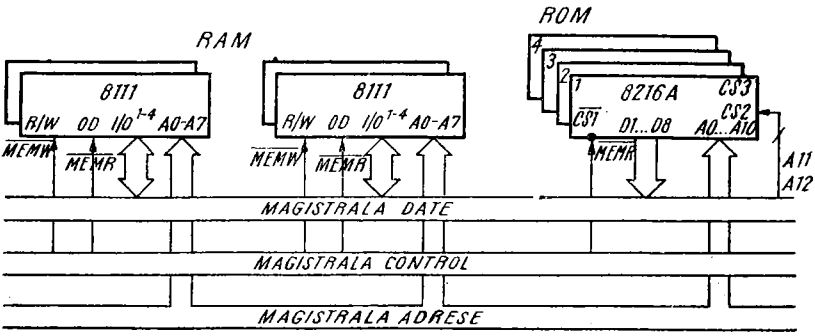



Fig. 8.32. Conectarea memoriei la magistralele microsistemului.

milisecundelor, iar cel de citire este de ordinul microsecundelor, această memorie nu poate fi utilizată ca o memorie RAM.

Performanțele uzuale ale memoriilor reprogramabile sînt: timp de acces circa 450 ns; capacități: mii de cuvinte.

Conectarea memoriilor la magistralele microsistemului este exemplificată în figura 8.32, unde sînt prezentate module de memorie Intel. În cazul memoriei ROM se transmite de la microprocesor prin magistrala de adrese, adresele locațiilor din memorie care trebuie citite. La comanda MEMR din magistrala de control, conținutul ROM-ului este transmis prin magistrala de date la microprocesor. Microprocesorul tratează RAM-ul și ROM-ul în mod identic. În cazul RAM-ului, legătura cu magistrala de date este bidirecțională existînd și posibilitatea înregistrării de date. Adresele locațiilor care trebuie citite, sau adresele în care se înregistrează informația, sînt transmise prin magistrala de adrese. După transmiterea adresei și cînd data ce urmează a fi înscrisă se găsește pe magistrala de date, este generată comanda MEMW, care se aplică la intrarea $\overline{R}/W$, și data este introdusă în memorie la adresa indicată.

### 8.3.3.3. Circuite de interfață

Aceste circuite au rolul de a realiza legăturile elementelor periferice de intrare-ieșire (consolă, display etc.) la microcalculator. Circuitele de interfață se încadrează în două categorii, după modul de realizare a legăturii perifericelor cu microcalculatorul:

a. *Circuite care realizează interogarea perifericelor.* În această categorie intră circuitele UART (Universal Asincronos Receiver Transmitter), cînd este necesară conversia serie-paralel și paralel-serie a datelor, și circuitele PIO (Parallel Input-Output), cînd transmisia datelor este de tip paralel.

b. *Circuite care asigură accesul perifericelor la unitatea de calcul* prin tehnica întreruperii funcționării microcalculatorului de către elementul periferic ce solicită accesul. Aceste circuite sînt de mai multe tipuri: circuite PIC (Programmable Intrerrupt Controller), DMAC (Direct Memory Access Controller) și circuite PIP (Programmable Interval Timer). La acționarea simultană a mai multor periferice, accesul este asigurat unui singur element periferic, în conformitate cu nivelul de prioritate atașat acestuia. Sarcinile impuse acestor circuite sînt implementate prin hardware și sînt controlate de circuitul de interfață și nu de microprocesor, ceea ce duce la creșterea vitezei de lucru a microsistemului.

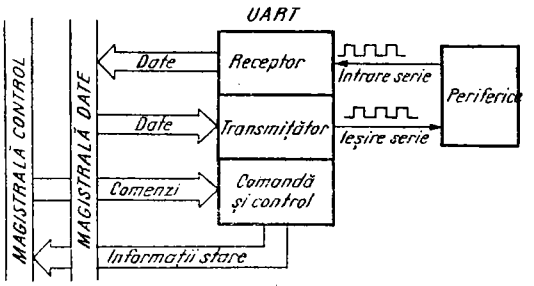


Fig. 8.33. Circuit de interfață UART.

1. **Circuite de tip UART.** Funcționarea circuitului este supervizată de comenzile emise de microprocesor, pe baza unui program. Rolul principal al circuitului UART rezultă din fig. 8.33. Receptorul convertește informația serie primită de la periferic, într-o informație paralelă, cu un număr de ranguri binare egal cu numărul de canale al magistralei de date, și o transmite prin magistrala de date la microprocesor. Transmițătorul face operația inversă, cu sensul de la microprocesor la periferic. Circuitul de comandă și control supervizează funcționarea legăturii și transmite la microprocesor informații privind starea (stadiul) operațiilor și a circuitului. Funcțiile de receptor și transmițător ale circuitului UART sînt independente, conversia paralel/serie și serie/ paralel putîndu-se face simultan.

2. **Circuite de tip PIO.** Interfața PIO este programabilă și asigură comunicarea bidirecțională între microprocesor și periferice, în modul paralel/paralel. Pentru realizarea conversiei paralel/paralel, circuitul PIO conține registre tampon la intrare și la ieșire, ce stochează informația un timp necesar stabilirii legăturii între microprocesor și periferice, deoarece acestea lucrează cu viteze diferite. Circuitul PIO mai realizează și multiplexarea canalului de intrare (de legătură a circuitului cu magistrala de date) la două sau trei canale sau porturi de ieșire, legate la periferice.

Funcționarea unui circuit PIO cu două porturi de ieșire rezultă din fig. 8.34. Datorită faptului că perifericele sînt mai lente, blocul multiplexor asigură transferul bidirecțional al informației dintre microprocesor și periferice. Informația este transmisă de la microprocesor la unul din registrele tampon ale portului selectat de comanda *CS* (Chip Select) și *RS* (Register Select), trans-

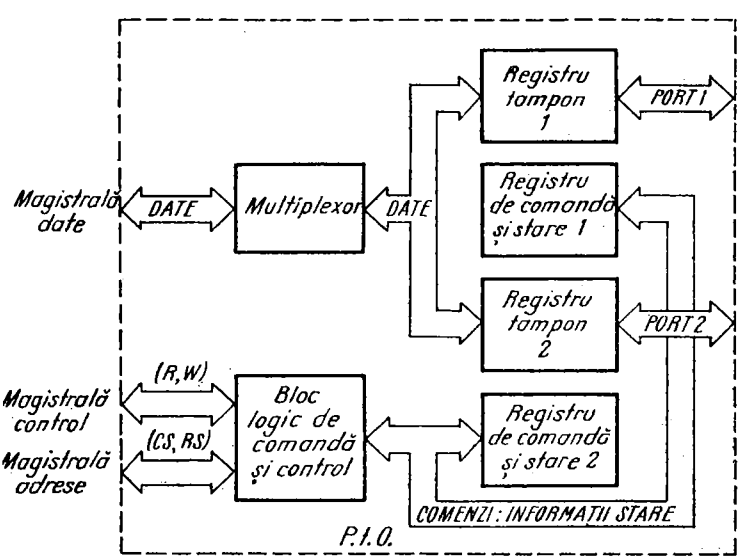


Fig. 8.34. Circuit de interfață PIO.

misă prin blocul logic de comandă și control. Natura operației de citire (*R*) sau de scriere (*W*) este transmisă pe magistrala de control. Totodată, microprocesorul este informat asupra stării funcționării circuitului, prin datele transmise din registrul de comandă și stare. Funcția pe care trebuie s-o îndeplinească portul, selectarea lui și sensul transmiterii informației se stabilesc prin program.

Circuitele de interfață de tip PIO permit implementarea unui număr sporit de funcții prin program.

De menționat că alături de denumirea PIO, pentru circuite cu funcții similare, se mai folosesc denumirile: PPI (Intel), PIA (Motorola), PDC (Rockwell) etc.

3. **Circuite de tip PIC.** Permit utilizarea tehnicii întreruperilor pentru dialogul bidirecțional microprocesor — periferice. În acest caz, microprocesorul nu mai testează ciclic perifericele (petru a realiza conectarea), ci lucrează ca și cînd acestea nu există. Elementele periferice sînt cele care solicită o întrerupere în sensul accesului la microprocesor, printr-o comandă INT. Microprocesorul sesizează cererea de întrerupere și, dacă o acceptă, confirmă aceasta prin răspunsul REC INT, suspendîndu-și activitatea și trecînd într-un program de rezolvare a întreruperii. Două probleme apar în acest moment:

— rezolvarea priorității între două periferice ce solicită simultan accesul;

— identificarea perifericului care a cerut accesul, deoarece toate perifericele sînt legate pe aceeași linie de întreruperi (pentru micșorarea numărului de legături exterioare ale microprocesorului).

Rezolvarea acestor probleme se poate urmări în fig. 8.35. Prioritatea se rezolvă prin marcarea fiecărui periferic printr-un nivel de prioritate. De exemplu, se adoptă: nivelul 0 pentru detectarea pierderii de tensiune, nivelul 1 pentru un display, nivelul 2 pentru al doilea display, nivelul 3 pentru un periferic de tip floppy-disk etc. Aceste niveluri de prioritate se pot schimba prin program. Determinarea adresei perifericului care a cerut întreruperea se face uzual, printr-o soluție hardware implementată pe circuitul PIC.

Perifericele solicită întreruperi prin semnalele IRO ... IR7, care se înregistrează în registrul *IRR*. În registrul *ISR* sînt înregistrate nivelurile de prioritate. Blocul *PR* compară informația primită de la cele două registre și permite accesul la magistrala de date, prin registrul tampon, perifericului cu prioritatea cea mai mare. Blocul de control logic permite dialogul inițial cu microprocesorul (solicitatea și acceptarea întreruperii) și supervizează funcționarea întregului circuit.

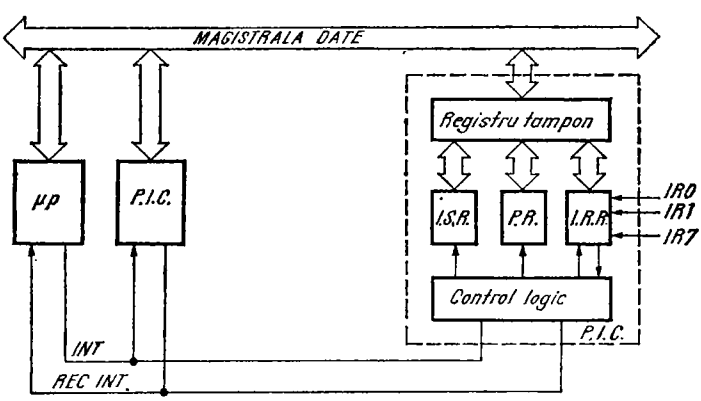



Fig. 8.35. Circuit de interfață PIC.

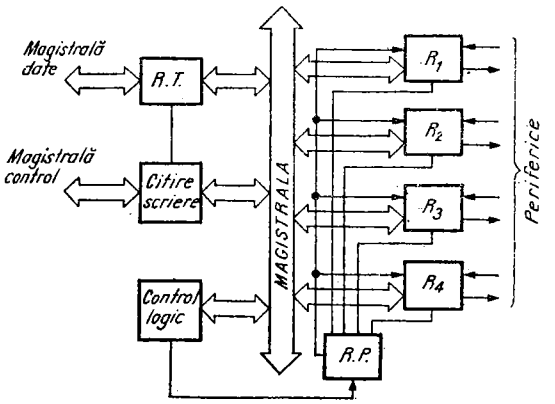


Fig. 8.36. Circuit de interfață DMAC.

Spre deosebire de circuitul *PIO* care este interogat prin program de către microprocesor, circuitul *PIC*, odată programat, își desfășoară singur activitatea la nivel de hardware.

4. **Circuite de tip DMAC.** Sînt circuite programabile care asigură transferul unor blocuri de date, între periferice și memorie, fără intervenția microprocesorului, prin menținerea controlului asupra magistralelor sistemului, atîta timp cît periphericul servit solicită accesul direct la memorie. Circuitul din fig. 8.36 are 4 canale independente de legătură cu periphericul. Legătura se face prin blocurile $R_1 \ldots R_4$ ce conțin două registre: unul pentru a indica prima adresă a locației de memorie, unde se face transferul informației, al doilea — pentru a contoriza informația transmisă. Registrul de numărare se încarcă prin program și detectează momentul cînd toată informația a fost vehiculată spre sau de la memorie. Datele sînt circulate prin registrul tampon *RT*, care permite o sincronizare a transferului. Comanda operațiilor se face prin blocul de control logic. Scrierea sau citirea datelor este stabilită de blocul de scriere-citire, care este comandat de microprocesor, pe baza programului. În ipoteza că mai multe periferice solicită simultan accesul la memorie, este prevăzut un bloc de rezolvare a priorităților, *RP*, în maniera circuitului *PIC*.

5. **Circuite de tip PIT.** În cazul conducerii cu microcalculatorul a unor elemente de execuție cu constante de timp mari (exemplu: motor pas cu pas etc), este necesară măsurarea exactă a acestor întîrzieri, pentru o conducere corectă. Se folosesc circuite de tip PIT care în esență constau din numărătoare ale impulsurilor de tact corespunzătoare intervalelor de întîrziere. Aceste circuite permit utilizarea microsistemului și în timpul de întîrziere introdus de elementele de execuție.

### 8.3.3.4. Circuite auxiliare

Principalele circuite auxiliare sînt: orologiul (generatorul semnalelor de tact), și circuitele pentru amplificarea semnalelor pe magistrală (în unele structuri, acestea sînt înglobate în microprocesor.

Generatorul semnalelor de tact este un oscilator cu cristal de cuarț.

Circuitele de amplificare a semnalelor vehiculate pe magistrală aduc la parametrii nominali nivelurile energetice ale semnalelor. În afară de sarcina de amplificare, aceste circuite realizează și anumite funcții de comandă.

## 8.3.4. STRUCTURI DE MICROSISTEME CU MICROPROCESOR

În fig. 8.37 este dată structura unui microsistem tipic realizat cu microprocesorul Intel 8080. Structura conține: microprocesorul 8080; generatorul semnalelor de orologiu 8224; circuitul amplificator de magistrală și generator al semnalelor de comandă și control 8228; memoriile RAM și ROM; circuitele de interfață.

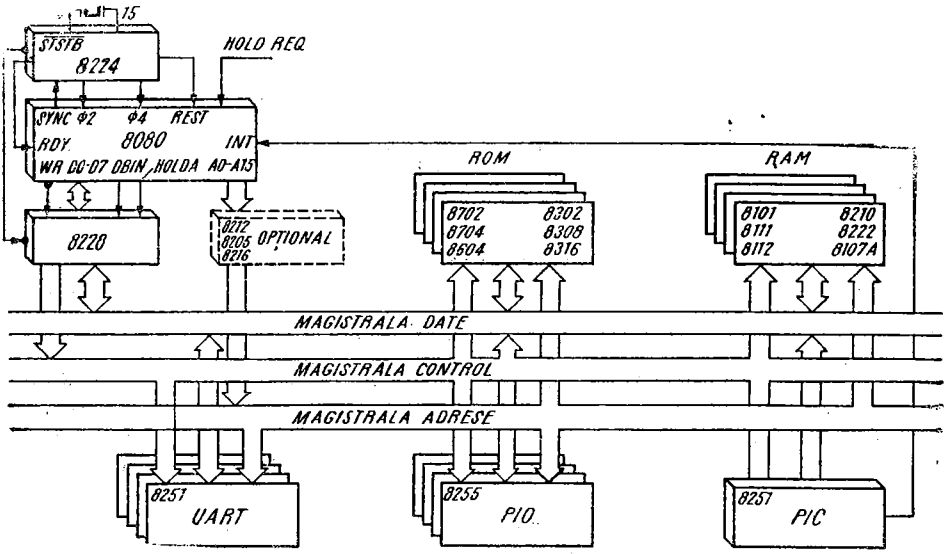



Fig. 8.37. Microsistem Intel 8080.

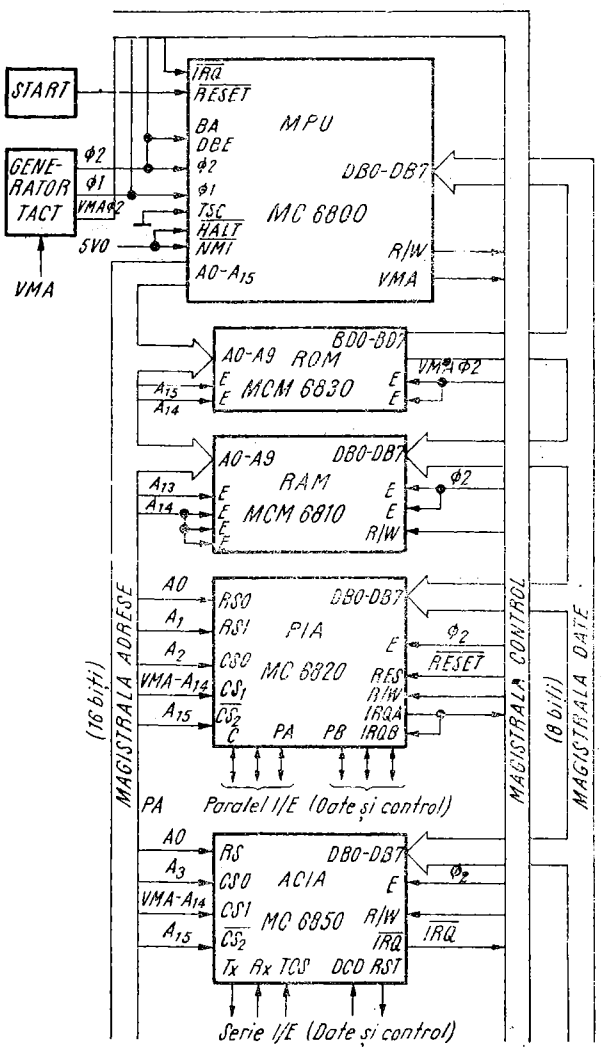



Fig. 8.38. Microsistem Motorola MC 8600.

Modul de conectare al blocurilor din sistem este dat în anexa 8.3.

2. **Structura microsistemului realizat cu microprocesorul MC 8600.** Motorola. Microprocesorul MC 8600 al firmei Motorola este realizat în tehnologie MOS și are o magistrală internă de 8 biți și 40 pini pentru legături exterioare. Pentru realizarea microsistemului din fig. 8.38 sînt necesare următoarele blocuri: microprocesorul MC 6800; memoriile RAM și ROM; circuitul de interfață MC 6820; PIA (Peripheral Interface Adapter) avînd rolul circuitului PIO deschis anterior; circuitul MC 6850 cu funcția de interfață UART, denumit în schemă ACIA (Asynchronous Communications Interface Adapter) și un generator de semnale de tact ce furnizează două semnale $\varnothing_1$ și $\varnothing_2$ necesare funcționării sistemului.

3. **Structura microsistemului cu circuite bit-slice Intel 3000.** Microsistemul Intel 3000 are schema-bloc dată în fig. 8.39 și este format în principal din unitatea de comandă și control microprogramată Intel 3001, elementul microprocesor realizat cu 8 circuite bit-slice Intel 3002, memoria PROM încărcată cu microprogramul de comandă și control și registrul tampon Intel 3242. Prelucrarea informației (programelor) introduse prin circuitele periferice sau aflată în memorie externă se face cu ajutorul unui microprogram introdus în memoria PROM și realizat de utilizator. Semnalele de comandă și control sînt generate de unitatea de comandă și control.

Unitatea de comandă și control mai îndeplinește următoarele funcții:

— decodifică și interpretează informația adusă pe magistralele externe pentru determinarea adresei microinstrucțiunilor;

— alege adresa următoarei microinstrucțiuni;

— comandă și controlează operațiile efectuate în cadrul microprocesorului;

— gestionează întreruperile.

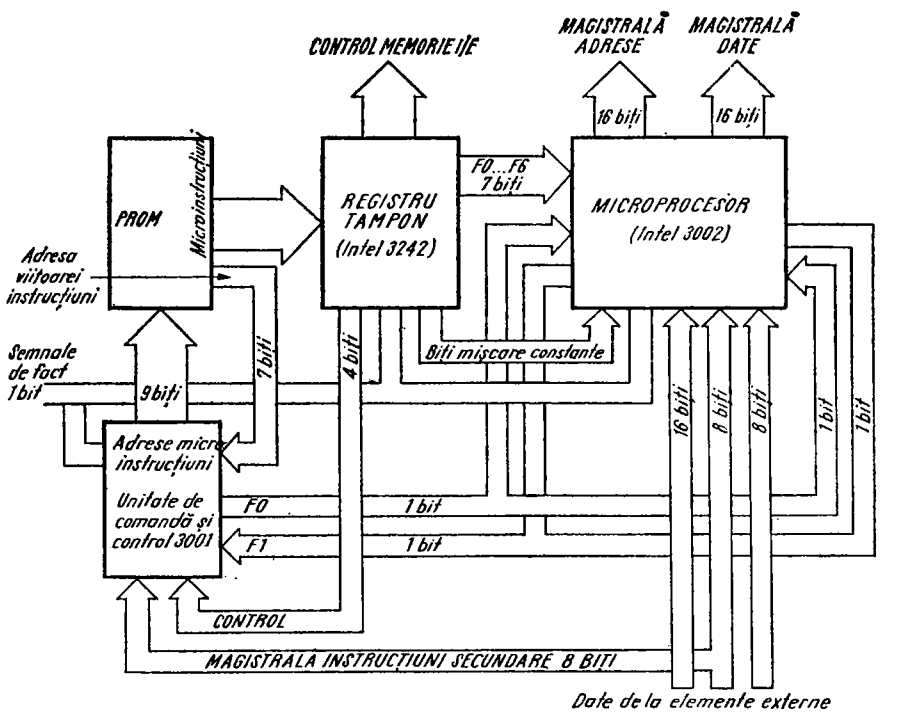



Fig. 8.39. Microsistem bit-slice Intel 3000.

Registrul tampon reține microinstrucțiunea în curs de execuție eliberînd unitatea de comandă și control pentru extragerea următoarei microinstrucțiuni. Aceasta duce la creșterea vitezei de lucru a microsistemului. Microprocesorul poate efectua operații aritmetice, logice, de deplasare, testare, accesul în paralel la magistrale. Operațiile se efectuează pe baza microinstrucțiunilor de comandă F0 ... F6. Utilizarea magistralelor rezultă din figură. Deși gradul de integrare este mai mic, microsistemele de tip bit-slice permit realizări de performanță.

### 8.3.5. SISTEME MULTIMICROPROCESOR

Extinderea posibilităților de utilizare a unui microsistem a dus la interconectarea mai multor microsisteme, obținîndu-se un sistem multimicroprocesor. Sistemele multimicroprocesor se pot realiza prin interconectarea cu microprocesoare identice sau cu caracteristici diferite. Compatibilitatea microsistemelor este asigurată de circuite de interfață. Arhitectura sistemului multimicroprocesor este dată de modul de interconectare al microsistemelor și poate fi:

— sistem multimicroprocesor ierarhizat, fig. 8.40, în care microprocesorul „master" are rolul de coordonare a activității întregului sistem realizat cu microprocesoare conduse „slave ;

— sistem multiprocesor cu funcționare în paralel, fig. 8.41; microsistemele funcționează împreună prin interfața de cuplare.

— sistem multimicroprocesor cu funcționare în comutație. Acest sistem este format dintr-o rețea de microprocesoare a căror funcționare este cuplată pe baza unui algoritm stabilit apriori. Sistemul este capabil să depisteze și să izoleze celulele microsistem defecte, pentru evitarea propagării erorilor. Flexibilitatea configurației și gradul mare de rezerve permit utilizarea acestei

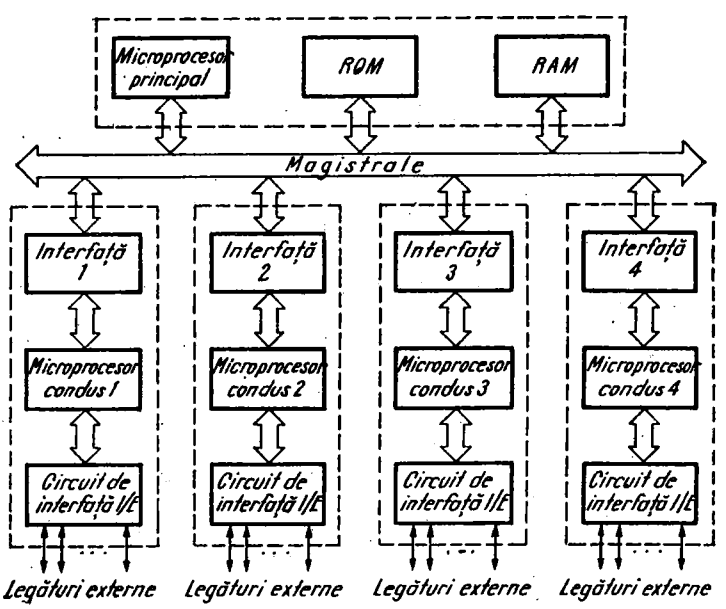



Fig. 8.40. Sistem multimicroprocesor ierarhizat.

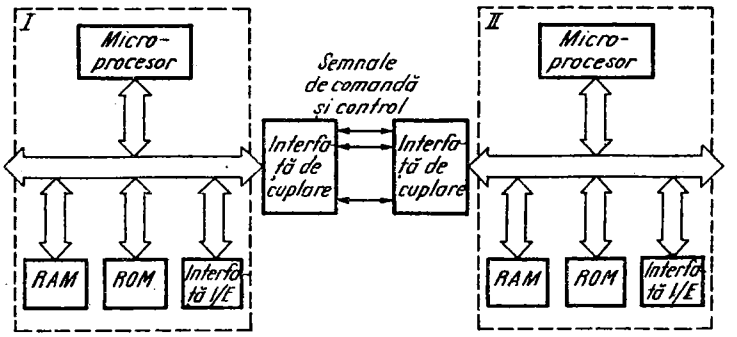



Fig. 8.41. Sistem multimicroprocesor paralel.

structuri în sistemele care necesită siguranță ridicată în funcționare. Sistemele multiprocesor necesită o rețea complicată de interconectare și un software care să permită sincronizarea funcționării microsistemelor componente. Totodată, în aceste sisteme multiprocesoare se mărește eficiența și gradul de utilizare al microsistemelor, crește posibilitatea răspunderii în timp real la solicitările externe.

## 8. 4. CALCULATOARE DE PROCES ȘI CIRCUITE DE LEGĂTURĂ CU PROCESUL

Complexitatea proceselor tehnologice, mulțimea variabilelor din proces și viteza de adoptare a unei decizii au implicat tehnica de calcul în conducerea proceselor tehnologice. Conectarea calculatorului la procesul tehnologic se poate face în două moduri:

— în buclă deschisă (off line); calculatorul primește informații asupra procesului, pe care le prelucrează, însă conducerea este realizată de operator, care consultă calculatorul în adoptarea deciziei;

— în buclă închisă (on line); calculatorul conduce direct procesul tehnologic, pe baza unui algoritm stabilit și a informațiilor reale de lucru asupra stării procesului (fig. 8.42).

Traductoarele analogice sau numerice transmit mărimile din proces la echipamentul de colectoare a datelor. Convertoarele analogice-numerice

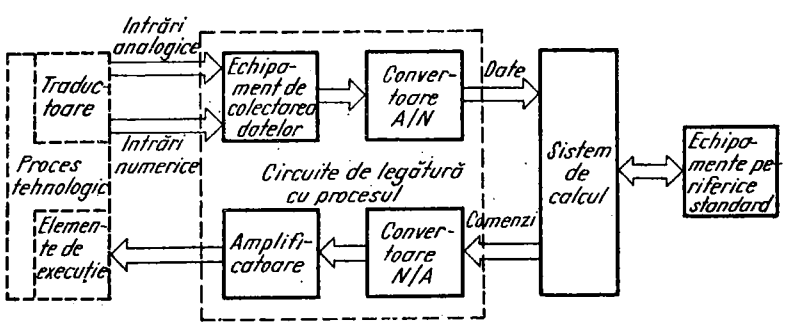



Fig. 8.42. Conducerea în buclă închisă a unui procesor tehnologic cu calculatorul de proces.

(A/N) transformă mărimile analogice aplicate la intrare (tensiune, curent, frecvență etc), în informație numerică, compatibilă cu calculatorul. Comenzile date de calculator sînt transformate în semnale analogice de către convertoarele numeric-analogice (N/A) și, după amplificare, acționează asupra procesului, prin intermediul elementelor de execuție (servomotoare, contactoare etc).

Pentru conectarea calculatorului cu procesul tehnologic sînt necesare circuite de interfață specifice, care în principal sînt formate din convertoare analogic-numerice și numeric-analogice.

### 8.4.1. CONVERTOARE NUMERIC-ANALOGICE

Convertorul numeric-analogic (N/A) este un circuit care transformă semnalul numeric aplicat la intrare, într-un semnal analogic, $U_{ieș}$, proporțional cu valoarea numerică transmisă la intrare.

Considerăm că informația numerică este înscrisă în registrul de stocare R, care comandă comutatoarele de tensiune $S_1, S_2, ..., S_N$ pe poziția 0 sau 1, funcție de valorile variabilelor binare $b_0, b_1, ..., b_N$ (fig. 8.43). Tensiunea constantă $U_0$ alimentează rezistențele $R$, $2R$, $4R$, ..., $2^{(N-1)}R$, astfel încît — cu ipotezele cunoscute ($i \simeq 0$; $u \simeq 0$) privind amplificatorul operațional — curentul $i_0$ rezultă de forma

$$i_0 = \frac{U_0}{R}[b_0 2^{-N} + b_1 2^{-(N-1)} + ... + b_{(N-1)}2 + b_N] \tag{8.41}$$

Întrucît

$$i_1 \simeq \frac{u_{ieș}}{R}\ ;\ i_1 \simeq -i_0 \tag{8.42}$$

rezultă

$$u_{ieș} \simeq -U_0[b_0 2^{-N} + b_1 2^{-(N-1)} + ... + b_{N-1}2 + b_N] \tag{8.43}$$

sau

$$u_{ieș} \simeq -\frac{U_0}{2^N}(b_0 + b_1 2 + ... + b_{N-1}2^{N-1} + b_N 2^N) \tag{8.44}$$

Utilizarea acestui tip de convertor necesită viteze mari de comutație a comutatoarelor $S_1$, $S_2$, ..., $S_N$. Se utilizează comutatoare statice cu tranzistoare bipolare sau MOS. Schema are dezavantajul că necesită un sortiment mare de rezistențe de precizie și că lucrează cu viteze relativ reduse de comutare.

Frecvent se utilizează convertoare N/A cu rețea de rezistențe $R$, $2R$, ... și rețea de generatoare de curent constant (fig. 8.44). Comutatoarele $S_0, S_1, ..., S_N$ sînt

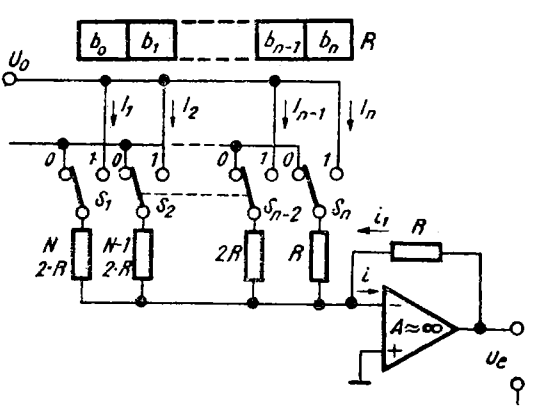



Fig. 8.43. Convertor numeric — analogic.

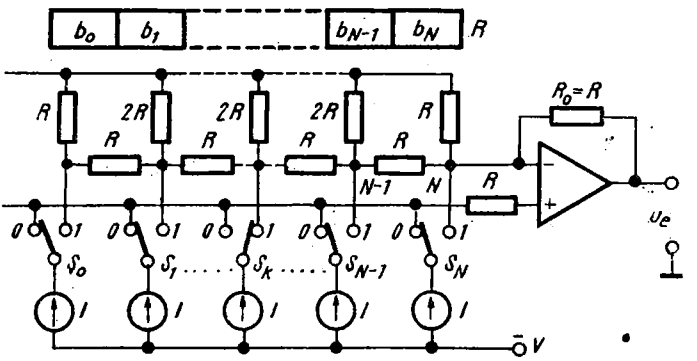



Fig. 8.44. Convertor numeric — analogic cu rețea de rezistențe R, 2R.

pe poziția 0 sau 1, funcție de valoarea 0 sau 1 a bitului din rangul corespunzător. Fie $b_k = 1$ și $b_i = 0$ $(i \neq k)$, deci întreruptorul $S_k$ este în poziția 1, iar celelalte întreruptoare sînt pe poziția 0. Curentul $I$, care intră în nodul $k$, va circula printr-o rezistență echivalentă egală cu $\frac{2}{3} R$. Într-adevăr, curentul se ramifică în 3 căi: rezistența $2R$ și căile adiacente, care au — fiecare — rezistențele echivalente egale cu $2R$. Ramificația curentului înspre amplificator se divide, la rîndul ei, succesiv în cîte două părți egale, la fiecare nod întîlnit, deoarece căile care se ramifică din aceste noduri au rezistențe echivalente egale cu $2R$. Curentul $i_0$ va avea valoarea

$$i_0 = \frac{1}{3} I \cdot 2^{-(N-k-1)} \tag{8.45}$$

Presupunînd că întreruptoarele $S_k$ sînt în pozițiile corespunzătoare valorilor cifrelor binare $b_0, b_1, \ldots, b_N$, prin suprapunerea efectelor se obține

$$i_0 = \frac{I}{3}(b_0 2^{-(N-1)} + b_1 2^{-(N-2} + \ldots + b_N \cdot 2^{+1}) = \frac{2}{3} \cdot \frac{I}{2^N}(b_0 + b_1 \cdot 2 + \ldots$$

$$\ldots + b_N \cdot 2^N) \tag{8.46}$$

Ținînd cont că $i_1 \simeq -i_0$ și $i_1 \simeq \frac{u_{ieș}}{R}$, rezultă

$$u_{ieș} \simeq -\frac{2}{3} \cdot \frac{RI}{2^N}(b_0 + b_1 \cdot 2 + \ldots + b_N \cdot 2^N) \tag{8.47}$$

Parametrii care caracterizează un convertor N/A sînt:

— *rezoluția*, care reprezintă numărul maxim de niveluri analogice distincte ale tensiunii analogice rezultate. La un convertor N/A, în care informația numerică are $N$ ranguri binare, rezoluția este dată de numărul $2^N$;

— *precizia*, care definește domeniul de eroare maximă în interiorul căruia se obține un nivel analogic de ieșire;

— *viteza de conversie*, reprezintă timpul necesar stabilizării tensiunii de ieșire, în raport cu momentul aplicării semnalului la intrare.

Convertorul A/N transformă mărimile analogice aplicate la intrare într-o mărime în reprezentare numerică. Parametrii principali ce caracterizează un convertor A/N sînt:

— *rezoluția* cum indică numărul de intervale de cuantizare a mărimii de intrare;

— *precizia* — reprezintă plaja tensiunii aplicate la intrarea convertorului, pentru care la ieșire nu se obține o variație de semnal;

— *viteza de conversie* — reprezintă intervalul de timp necesar pentru efectuarea unei conversii.

Există o mare varietate de convertoare A/N. După principiul de funcționare deosebim următoarele tipuri de convertoare A/N mai importante: cu numărător; cu reacție; cu aproximații succesive.

a. *Convertorul A/N cu numărător* (cu conversie intermediară în timp) este reprezentat în fig. 8.45, *a*. Tensiunea $u_i$, de convertit, este comparată în blocul comparator *C*, cu o tensiune etalon, $u_e$, dată de generatorul de tensiune etalon, G.T.E. Tensiunea $u_e$ are o variație în timp liniară sau în trepte (fig. 8.45, *b*).

În întreg intervalul de conversie $t_1 - t_0$, corespunzător tensiunii $u_i$, poarta *P* este deschisă și lasă să ajungă la numărător impulsurile de frecvență fixă, $f_0$, date de oscilatorul *0*. În momentul $t_1$, cînd tensiunea etalon ajunge la o valoare egală cu tensiunea de intrare $u_i$, sau o depășește, poarta se închide și numărătorul se blochează. În momentul $t_1$, $u_i = u_e = k(t_1 - t_0)$.

Numărul de impulsuri *N* rezultă

$$N = f_0(t_1 - t_0) = \frac{f_0}{k} \cdot u_i \tag{8.48}$$

Mărimea tensiunii necunoscute este proporțională cu numărul de impulsuri.

b. *Convertorul A/N cu reacție.* La acest tip de convertor se folosește, pentru generarea tensiunii etalon $u_e$, un convertor N/A, care formează calea de reacție negativă (fig. 8.46). După aducerea numărătorului *N* la zero, blocul de comandă deschide poarta *P* și impulsurile de frecvență constantă, $f_0$ sînt numărate. Totodată, valoarea numerică înscrisă în numărător este convertită de convertorul N/A într-o tensiune analogică. Această tensiune este comparată cu tensiunea de intrare $u_i$. În momentul cînd $u_e \geqslant u_i$, poarta *P* se închide și numărătorul se blochează. Numărul de impulsuri estimat reprezintă tensiunea $u_i$.

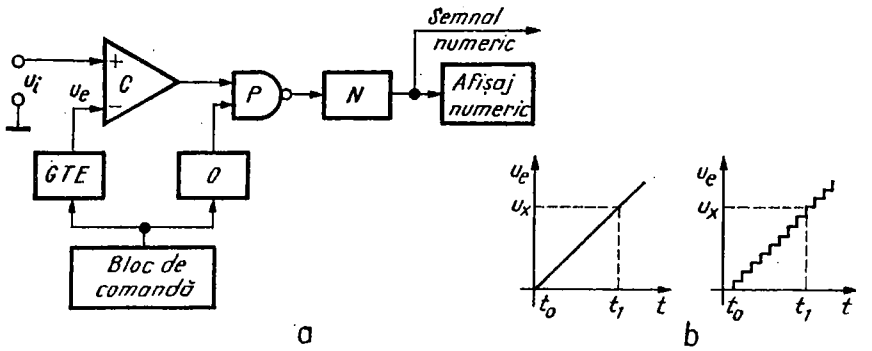



Fig. 8.45. Convertor analogic numeric cu numărător:
*a* — schema-bloc; *b* — variația tensiunii etalon.

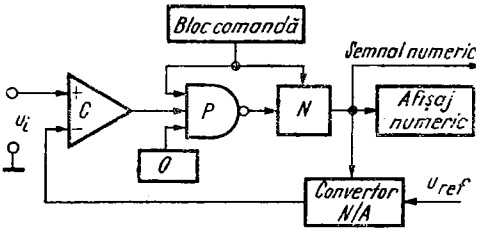



Fig. 8.46. Convertor analogic-numeric cu reacție.

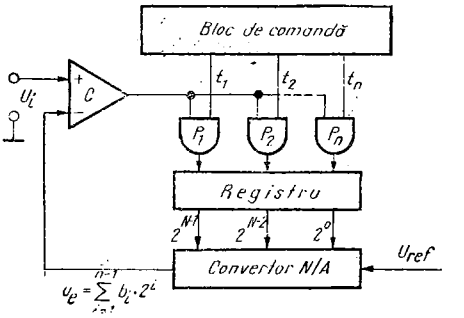



Fig. 8.47. Convertor analogic numeric cu aproximații succesive.

c. *Convertor A/N iterativ* (cu aproximații succesive). Determinarea valorii tensiunii etalon $u_e$ se face prin $n$ aproximații succesive. La fiecare pas rezultă valoarea tensiunii corespunzătoare bitului dintr-un rang, începînd cu cel mai important. La momentul $t_1$ (fig. 8.47), convertorul N/A dă la ieșire o tensiune $u_e$ corespunzătoare valorii bitului cu rangul cel mai mare. Dacă $u_e < u_i$, la rangul respectiv se înscrie în registru cifra 1, comparațiile continuînd pînă cînd $u_e \geqslant u_i$. Numărul înscris în registru reprezintă valoarea numerică a tensiunii convertite, $u_i$.

# 9. PRINCIPII DE REALIZARE A APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR ELECTRONICE INDUSTRIALE

## 9.1. NOŢIUNI GENERALE

Din marea varietate a aparatelor şi instalaţiilor electronice industriale, cele mai numeroase şi importante utilizări se referă la echipamentele pentru automatizarea proceselor industriale. Pentru prezentarea principiilor de realizare a acestor echipamente, prin mijloacele oferite de dispozitivele şi circuitele electronice, se vor analiza mai întîi funcţiile principale realizate de elementele de automatizare, în cadrul celui mai simplu sistem de reglare automată.

Un sistem de reglare automată (fig. 9.1) este format din instalaţia automatizată, *IA*, şi dispozitivul de reglare automată, DRA. Mărimea de ieşire, $x_e$, reprezintă o mărime fizică a instalaţiei tehnologice, care trebuie stabilită la o valoare impusă prin mărimea de intrare, $x_i$. Acţiunile de reglare automată se concretizează prin modificarea mărimii de execuţie, $x_m$, în aşa fel, încît mărimea $x_e$ să se menţină la valoarea impusă prin mărimea de intrare, iar efectul mărimii perturbatoare, $x_p$, asupra ieşirii sistemului să fie cît mai mult diminuat.

Dispozitivul de reglare automată conţine echipamentul de automatizare. Traductorul furnizează un semnal, $x_r$, numit mărime de reacţie, proporţional cu valoarea reală a mărimii de ieşire $x_e$. Elementul de comparaţie, *EC*, compară semnalele $x_i$ şi $x_r$, rezultînd mărimea de acţionare, $x_a = x_i - x_r$, proporţională cu diferenţa dintre valoarea impusă mărimii de ieşire şi valoarea reală a acesteia (eroarea de reglare). Regulatorul stabileşte mărimea de comandă, $x_c$, în funcţie de mărimea de acţionare, astfel încît mărimea reglată să se menţină în permanenţă la valoarea prescrisă. Regulatorul înlocuieşte funcţia de comandă a operatorului uman. Semnalul $x_c$ este de mică putere. Pentru a se acţiona asupra instalaţiei automatizate, adică pentru a modifica mărimea de execuţie $x_m$, în conformitate cu comanda $x_c$, se consumă o putere mult mai mare decît cea a comenzii $x_c$. Din acest motiv, se introduce elementul de execuţie, care realizează amplificarea în putere necesară.

Echipamentul electronic de automatizare, format din elementele prezentate ale dispozitivului de reglare automată, precum şi din alte elemente (aparate de măsurare, elemente de corecţie şi de calcul etc.) se poate realiza sub formă de sisteme unificate de au-

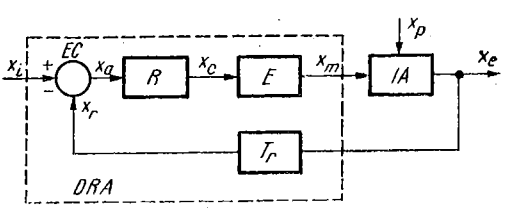


Fig. 9.1. Sistem de reglare automată.

tomatizare, sau sub formă de echipamente specializate, pentru un anume tip de instalații tehnologice.

Sistemele unificate de automatizare permit realizarea unei game foarte largi de sisteme de automatizare, pentru diferite tipuri de procese tehnologice. La realizarea sistemelor unificate de automatizare se au în vedere două aspecte importante:

— utilizarea unui principiu constructiv și tehnologic care să conducă la o modularizare de așa natură, încît prin combinarea diferitelor module să se poată realiza aparate cu funcții de automatizare distincte: regulatoare, adaptoare pentru traductoare etc.;

— adoptarea unui semnal „unificat", care să permită interconectarea variată a elementelor, asigurîndu-se — în acest fel — flexibilitatea necesară în alcătuirea schemelor de automatizare.

În funcție de natura procesului condus, sistemele unificate electronice de automatizare pot fi: pentru procese lente, cînd mărimile reglate sînt: temperaturi, presiuni, debite etc. sau pentru procese rapide, cum sînt procesele electromecanice de conversie a energiei, din cadrul acționărilor electrice. Dintre sistemele unificate electronice fabricate în țară, menționăm sistemul unificat pentru procese lente, avînd ca semnal unificat curentul electric variind între 2 și 10 mA, și sistemul unificat pentru procese rapide, în care semnalul unificat este tensiunea electrică, cu domeniul de variație $-10$ V ... $+$ 10 V.

## 9.2. CIRCUITE ELECTRONICE ÎN TRADUCTOARE

Traductoarele sistemelor unificate sînt formate, de regulă, din două subsisteme distincte: detectorul ($D$) și adaptorul ($A$) (fig. 9.2). Detectorul transformă mărimea reglată, $x_e$, într-un semnal intermediar, $x$, iar adaptorul prelucrează semnalul $x$, furnizînd la ieșire semnalul unificat $x_r$.

Detectoarele se realizează după principii fizice variate și au o construcție specifică fiecărui tip de traductor. De obicei, în construcția detectoarelor nu intervin dispozitive sau circuite electronice.

Adaptoarele au o structură care depinde în mai mică măsură de natura mărimii $x_e$. Ele conțin un număr important de circuite electronice, cu diverse funcții în asigurarea indicatorilor de performanță ai traductorului. Schema electronică de bază a adaptorului este amplificatorul de c.c., fie în varianta cu modulare-demodulare, fie amplificatorul diferențial. Principalele funcții realizate de circuitele electronice din adaptor sînt:

1. Se stabilește o corespondență $x_r = f_A(x)$, cu performanțe privind stabilitatea în timp, similare celor din cazul relației $x = f_D(x_e)$, pe care o realizează detectorul. Această stabilitate asigură reproductibilitatea măsurărilor și — în ultimă instanță — determină clasa de precizie a traductorului. Pentru a se obține o amplificare stabilă în timp, se utilizează reacția negativă. Considerînd amplificarea în circuit deschis foarte mare, amplificatorul cu reacție negativă are amplificarea

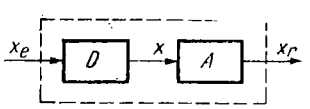



Fig. 9.2. Structura unui traductor unificat.

$$A_r = \frac{A}{1 + \beta A} \simeq \frac{1}{\beta} \qquad (9.1)$$

unde $\beta$ este coeficientul de transfer al circuitului de reacție. Valoarea coeficientului $\beta$ rezultă în funcție de un număr redus de elemente pasive

(rezistențe), care se pot realiza ușor la o clasă de precizie înaltă, determinînd o precizie corespunzătoare a adaptorului.

2. Se liniarizează caracteristica statică a traductorului, $x_r = f_T(x_e)$. Dacă detectorul are o caracteristică statică neliniară, se introduce în adaptor un convertor neliniar, avînd o caracteristică statică, $x_r = f_A(x)$, cu neliniaritate inversă față de cea a detectorului astfel încît caracteristica ansamblului detector-adaptor să rezulte liniară.

3. Dacă mărimea intermediară $x$ depinde și de alți factori, în afară de mărimea $x_e$, este necesar să existe un circuit de compensare a efectului acestor factori. De exemplu, la traductoarele conductometrice de concentrație, se utilizează dependența rezistenței electrice a unei soluții, de concentrația acesteia. Rezistența soluției depinde însă și de temperatură. Pentru a elimina efectul acestei dependențe, detectorul conține și un termistor, care este conectat la adaptor, într-un circuit de compensare a efectului variației temperaturii soluției asupra mărimii $x_r$.

La traductoarele pentru procese lente, mărimea $x$ de la intrarea adaptorului poate fi:

— o tensiune electromotoare, în care caz adaptorul are la bază schema unui amplificator de c.c., diferențial sau cu modulare-demodulare;

— o rezistență, situație în care se utilizează un circuit în punte, pentru transformarea variațiilor de rezistență în variații de tensiune; la ieșirea punții se conectează amplificatorul de c.c.;

— o deplasare (de obicei unghiulară), cînd este necesar să se adopte ca schemă electronică de bază, amplificatorul cu modulare-demodulare, utilizînd modulator magnetic.

Un *modulator magnetic* este, în esență, un amplificator magnetic de putere foarte mică, la care amplitudinea curentului alternativ din circuitul de ieșire este funcție de intensitatea cîmpului magnetic din miez. Dacă se modifică intensitatea cîmpului magnetic, prin intermediul unui curent electric, care circulă printr-o înfășurare de magnetizare, se obține un modulator magnetic, avînd la intrare o mărime electrică. Dacă modulatorul conține un magnet permanent, orientabil în direcția liniilor de cîmp din circuitul magnetic al întrefierului, atunci magnetizarea miezului poate fi ajustată printr-o mărime mecanică, reprezentînd unghiul de orientare a magnetului permanent. Această variantă a modulatorului este foarte utilă în construcția traductoarelor, deoarece permite realizarea adaptoarelor electronice ale detectoarelor ce furnizează la ieșire o deplasare.

Unele traductoare din sistemele unificate pot avea o structură complexă, cuprinzînd și elemente de calcul. Astfel, pentru măsurarea precisă a debitului se utilizează relația dintre debitul $Q$, temperatura absolută $T$, presiunea absolută $P$ și căderea de presiune, $\Delta p$, pe diafragmă:

$$Q = K\sqrt{\frac{P}{T}}\sqrt{\Delta p}\,. \tag{9.2}$$

Deci, traductorul de debit este, de fapt, o instalație formată din 3 traductoare distincte (diferență de presiune, presiune absolută și temperatură absolută) și elementele de calcul: circuite de înmulțire-împărțire, extractor de radical.

Traductoarele reprezentative din sistemele unificate de automatizare pentru procese rapide sînt *traductoarele de tensiune și de curent.* Ele au rolul de a furniza la ieșire un semnal unificat, proporțional cu mărimea de intrare,

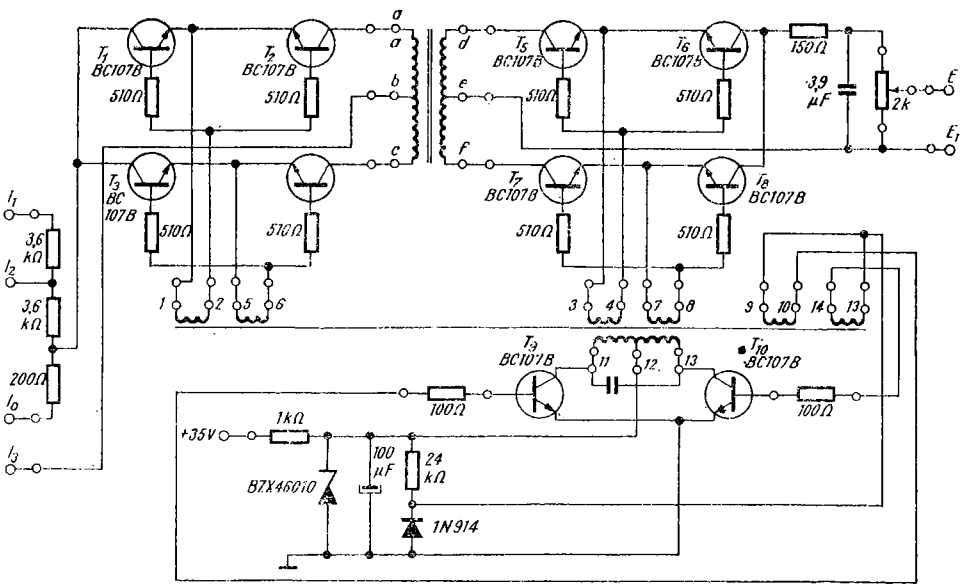



Fig. 9.3. Schema traductorului de tensiune fabricat de Electrotehnica București.

și de a realiza separarea galvanică între circuitul de forță — în care se reglează tensiunea sau curentul — și circuitul de comandă, conectat la ieșirea traductorului.

Traductorul de tensiune continuă utilizează ca detector un divizor rezistiv, iar ca adaptor — un circuit de modulare-demodulare. Cuplarea modulatorului cu demodulatorul se face printr-un transformator, care realizează separarea galvanică între circuitul de forță și circuitul de comandă.

În fig. 9.3 se prezintă, pentru exemplificare, schema traductorului de tensiune fabricat la Întreprinderea Electrotehnica București. Modulatorul și demodulatorul de tip „dublă alternanță" sînt realizate cu tranzistoarele $T_1-T_4$, respectiv $T_5-T_8$. Oscilatorul tensiunii purtătoare este realizat cu tranzistoarele $T_9$ și $T_{10}$. Întrucît semnalul de intrare poate fi suficient de mare, prin alegerea corespunzătoare a divizorului (detectorului), nu este necesară introducerea unui amplificator între modulator și demodulator.

Traductorul de c.c. are ca detector un șunt, pe care se culege tensiunea de intrare ce se transmite adaptorului. Acesta este un amplificator cu modulare-demodulare.

În fig. 9.4 este dată schema traductorului de c.c. din sistemul unificat pentru procese rapide, fabricat la Întreprinderea Electrotehnica București. Modulatorul dublă alternanță este de tip „serie-paralel". Într-o semialternanță a tensiunii purtătoare conduc tranzistoarele $T_2$ și $T_3$, cînd ramura superioară a modulatorului este blocată, iar cea inferioară — conduce. În cealaltă semialternanță conduc tranzistoarele $T_1$ și $T_4$ cînd este în conducție ramura superioară, cea inferioară fiind blocată. Demodulatorul dublă alternanță este în schema obișnuită, de tip „serie". Amplificatorul de c.a. este alcătuit din circuitul integrat βA741, etajul diferențial prefinal — format din tranzistoarele $T_{11}$, $T_{12}$ — și etajul de putere, realizat cu tranzistoarele $T_{13}$ și $T_{14}$, lucrînd ca repetoare pe emitor. Pentru alimentarea amplificatorului operațional și a etajelor de amplificare cu componente discrete, se utilizează

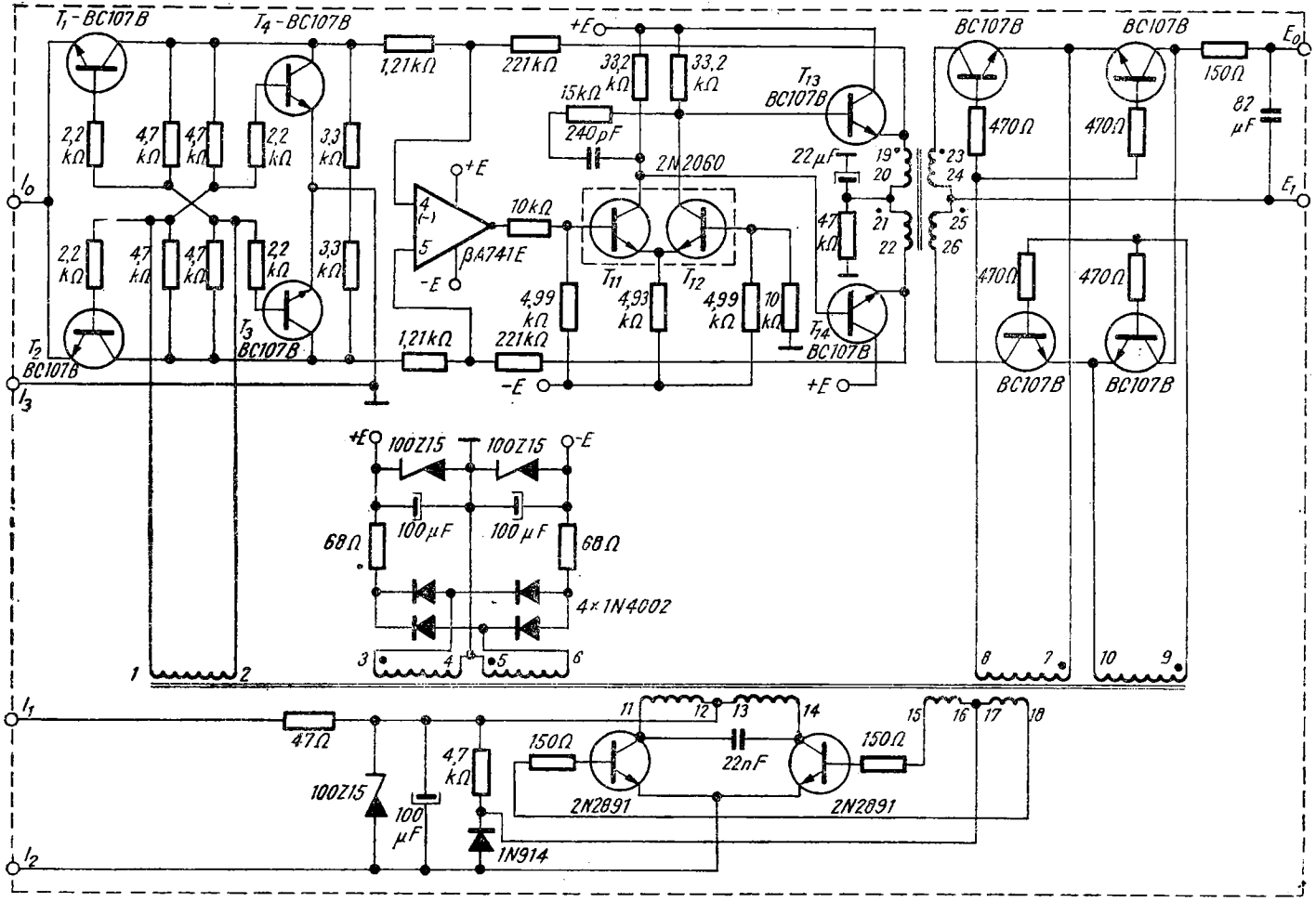



Fig. 9.4. Schema traductorului de c.c. din sistemul unificat pentru procese rapide.

un convertor de tensiune continuă. Acesta este format din oscilatorul ce furnizează și tensiunea purtătoare, o înfășurare cu priză mediană a secundarului transformatorului $Tr$ și două redresoare, care furnizează tensiunea dublă față de nul: $+E$ și $-E$.

## 9.3. REGULATOARE ELECTRONICE

### 9.3.1. CLASIFICAREA REGULATOARELOR ELECTRONICE

Regulatorul reprezintă elementul care stabilește mărimea de comandă $x_c$ într-un sistem de reglare automată, în scopul aducerii la valoarea prescrisă a mărimii de ieșire a sistemului. La intrarea regulatorului se aplică mărimea de acționare, $x_a$, proporțională cu abaterea mărimii de ieșire de la valoarea prescrisă. Frecvent, regulatorul include și elementul de comparație, în care caz primește mărimea de intrare și mărimea de reacție.

După modul de reprezentare a informației prelucrate, regulatoarele pot fi analogice sau numerice. Cele numerice se realizează în prezent prin tehnica circuitelor larg integrate. De exemplu, un microcalculator poate fi structurat și programat să îndeplinească rolul mai multor regulatoare în diferite sisteme de reglare.

Regulatoarele electronice analogice se pot clasifica, la rîndul lor, după mai multe criterii. Astfel, în funcție de caracteristicile dinamice ale procesului condus există regulatoare pentru procese lente (reglări de temperaturi, presiuni, debite etc.) și regulatoare pentru procese rapide (reglarea mărimilor fizice din acționările electrice). În funcție de relația $x_c = f(x_a)$, în regim staționar, deosebim regulatoare liniare și regulatoare neliniare, la care caracteristica este de tip releu (de ex., regulatoare bipoziționale și tripoziționale). După modul de transmitere a comenzilor există regulatoare cu acțiune continuă, la care $x_c(t)$ este o funcție continuă, și regulatoare cu acțiune discretă, la care comanda se face prin impulsuri modulate. O clasificare importantă a regulatoarelor se poate face după legea de reglare pe care acestea o stabilesc. Astfel, există regulatoare proporționale ($P$), unde mărimea $x_c(t)$ este proporțională cu $x_a(t)$, regulatoare proporțional-integrale ($PI$), proporțional-derivative ($PD$) și proporțional-integral-derivative ($PID$), la care mărimea $x_c(t)$ are două sau trei componente care se însumează, proporționale cu $x_a(t)$, respectiv cu $\int x_a(t)\,\mathrm{d}t$ și $\frac{\mathrm{d}x_a(t)}{\mathrm{d}t}$.

### 9.3.2. REGULATOARE ANALOGICE PENTRU PROCESE LENTE

Cele mai simple regulatoare electronice pentru procese lente sînt regulatoarele bipoziționale, la care mărimea de comandă are două valori 0 și 1 (logic). În fig. 9.5, *a* este dată schema de principiu a regulatorului X75, de fabricație IEA (R.S.R.). La intrarea regulatorului se aplică mărimea* de acționare, $u_a$, care este filtrată de circuitul $RC$ și amplificată cu amplificatorul de c.c. cu modulare-demodulare $A$. Etajul final al acestui amplificator, realizat cu tranzistorul $T$, acționează releul $R$ atunci cînd tensiunea $u_a$ depă-

* Semnalul unificat în echipamentele fabricate la IEA este curentul electric, variind în domeniul 2 ... 10 mA. Căderea de tensiune produsă de acest curent pe o rezistență de 200 Ω reprezintă tensiunea $u_a$.

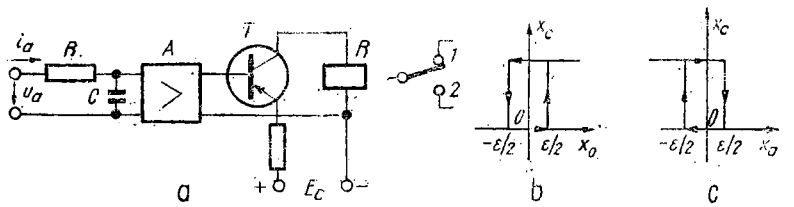



Fig. 9.5. Regulatorul X 75:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica statică la utilizarea contactului 1R; *c* — caracteristica statică la utilizarea contactului 2R.

șește o valoare de prag, foarte mică, notată cu $\varepsilon/2$. Dacă $u_a$ scade sub valoarea $-\varepsilon/2$, tranzistorul $T$ se blochează și releul revine în starea inițială. În fig. 9.5,*b* și 9.5, *c* sînt date caracteristicile statice $x_c = f(x_a)$, la utilizarea contactelor 1R, respectiv 2R ale releului.

Regulatoarele tripoziționale permit obținerea a 3 niveluri pentru semnalul de comandă. În fig. 9.6, *a* este dată schema de principiu a regulatorului tripozițional ELX-176, de fabricație IEA. Regulatorul primește la intrare semnalul de reacție, $x_r$ (curent 2 ... 10 mA), compară tensiunile $u_{r1}$ și $u_{r2}$, produse de curentul de intrare pe rezistențele $R$, cu tensiunile $u_{i1}$, respectiv $u_{i2}$, fixate prin potențiometrele $P_1$ și $P_2$ ale dispozitivului de referință încorporat în regulator. Tensiunile de eroare $u_{a1}$ și $u_{a2}$ sînt amplificate și determină acționarea releelor $R_1$, respectiv $R_2$, ca în schema anterioară. Caracteristica statică a regulatorului tripozițional este dată în fig. 9.6, *b*.

Cele mai răspîndite regulatoare pentru procese lente sînt cu acțiune continuă, de tip *P*, *PI*, *PD* sau *PID*. Aceste regulatoare sînt formate dintr-un amplificator de c.c., diferențial sau cu modulare-demodulare, și un circuit de reacție a cărui structură determină tipul legii de comandă. În ultimul timp se utilizează foarte frecvent amplificatoare integrate în construcția regulatoarelor. Astfel, un *regulator PI* se poate realiza după schema din fig. 9.7, rezultînd

$$u_a \simeq R_0 i_0; \quad i_0 \simeq -i_1 \tag{9.3}$$

$$u_c \simeq R_1 i_1 + \frac{1}{C}\int i_1 \, dt. \tag{9.4}$$

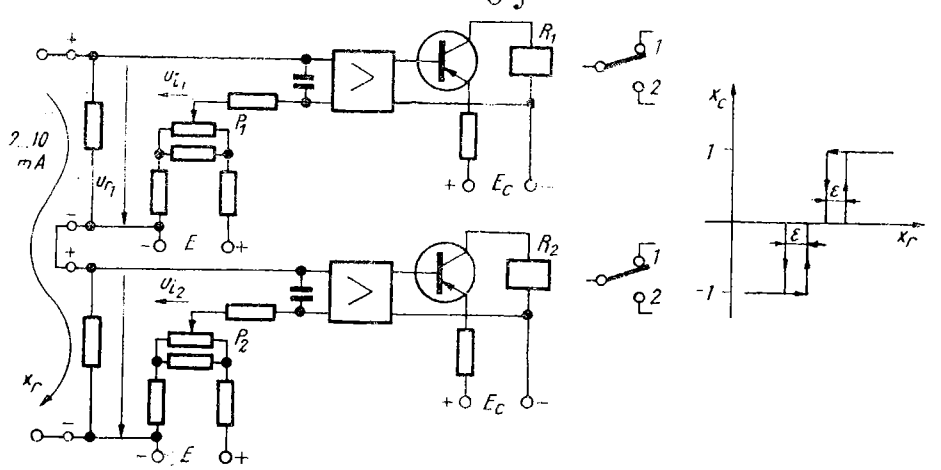



Fig. 9.6. Regulatorul tripozițional ELX-176:
*a* — schema de principiu; *b* — caracteristica statică.

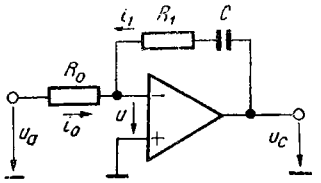



Fig. 9.7. Regulator PI.

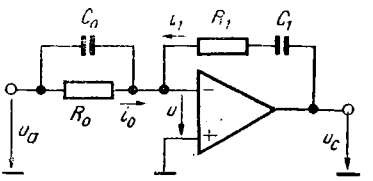



Fig. 9.8. Regulator PID.

Derivînd ecuația (9.4) și utilizînd relațiile (9.3) rezultă

$$u_c \simeq -\frac{R_1}{R_0}\left(u_a + \frac{1}{R_1 C}\int u_a \, dt\right) \qquad (9.5)$$

care reprezintă ecuația unui regulator *PI* cu coeficient de amplificare $k_p = R_1/R_0$ și constantă de timp de integrare $T_i = R_1 C$.

Pentru un *regulator PID* (fig. 9.8) este valabilă relația (9.4), precum și relațiile

$$C_0 \frac{du_a}{dt} + \frac{u_a}{R_0} \simeq i_0; \quad i_0 \simeq -i_1 \qquad (9.6)$$

rezultînd următoarea ecuație a regulatorului (cu ipoteza $C_0 \ll C_1$):

$$u_c \simeq -k_p\left(u_a + \frac{1}{T_i}\int u_a \, dt + T_d \frac{du_a}{dt}\right) \qquad (9.7)$$

unde parametrii $k_p$, $T_i$ și $T_d$ (constanta de timp de derivare) sînt:

$$k_p = R_1/R_0; \quad T_i = R_1 C_1; \quad T_d = R_0 C_0. \qquad (9.8)$$

O altă variantă de realizare a circuitului de reacție, pentru obținerea unui regulator *PI*, este dată în fig. 9.9. Considerînd că rezistența potențiometrului este foarte mare în comparație cu $R_1$, deci $i'$ este neglijabil față de $i$, adică $i_1 \simeq i$, rezultă

$$u' = u + u_a; \quad u' \simeq u_a \quad \text{(deoarece } u \simeq 0) \qquad (9.9)$$

$$u_c = \frac{1}{C_1}\int i_1 \, dt + u; \quad u = R_1 i - R_1 i_1 \qquad (9.10)$$

deci

$$u_c = \frac{1}{R_1 C_1}\int u \, dt = u. \qquad (9.11)$$

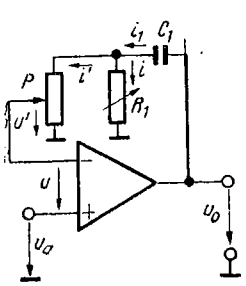



Fig. 9.9. Regulator PI.

Notînd cu $k$ coeficientul de proporționalitate între $u'$ și $u$, dat de poziția cursorului potențiometrului $P$, relația (9.11) se poate scrie sub forma

$$u_c = \frac{1}{k}\left(u_a + \frac{1}{R_1 C_1}\int u_a \, dt\right) \qquad (9.12)$$

deci coeficientul de amplificare $k_p = \frac{1}{k}$ se ajustează din potențiometrul $P$, iar constanta de timp de integrare $T_i = R_1 C_1$ se ajustează din reostatul $R_1$.

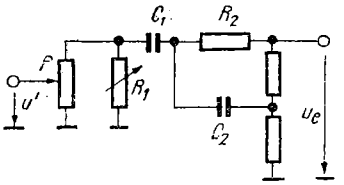



Fig. 9.10. Schema circuitului de reacție la un regulator PID.

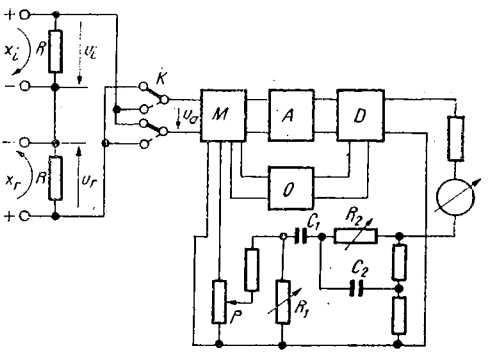



Fig. 9.11. Regulator electronic din sistemul „ε", tip ELC 113.

Pentru un regulator PID schema circuitului de reacție este dată în fig. 9.10, în care, $R_2$ și $C_2$ determină constanta de timp de derivare ($T_d = R_2C_2$).

În regulatoarele electronice din sistemul „ε", fabricate la IEA, se utilizează, ca circuit electronic de bază, amplificatorul cu modulare-demodulare, avînd modulator magnetic (fig. 9.11). Regulatorul include și elementul de comparație, care este realizat cu rezistențele $R$, parcurse de curenți 2 ... 10 mA, reprezentînd mărimile $x_i$ și $x_r$. Tensiunile $u_i$ și $u_r$ pe aceste rezistențe se culeg în opoziție, rezultînd tensiunea $u_a = u_i - u_r$. Aceasta se transmite la intrarea modulatorului prin intermediul comutatorului „direct-invers", care permite schimbarea semnului în relația ieșire-intrare a regulatorului. Amplificatorul se compune din modulatorul $M$, amplificatorul de c.a., $A$, demodulatorul $D$ și oscilatorul $0$, care asigură tensiunile de frecvență înaltă, necesare funcționării modulatorului și demodulatorului. Etajul final AF debitează în circuitul de ieșire un curent în gama 2—10 mA, reprezentînd semnalul de comandă.

În prezent, regulatoarele electronice care se fabrică la IEA sînt realizate cu circuite integrate. În fig. 9.12 este dată schema-bloc a regulatorului ELC 122 cu circuite integrate. Comparația mărimilor de intrare și de reacție se realizează ca la regulatorul ELC 113, însă componentele $I$, $P$ și $D$ sînt formate în blocuri distincte, însumîndu-se într-un amplificator sumator. Componenta proporțională se obține cu amplificatoarele $A_1$ și $A_2$, care amplifică de două ori tensiunile $u_i$ și $-u_r$, proporționale cu mărimile de intrare și de reacție, precum și prin amplificatorul $A_3$, care amplifică suma $u_i + (-u_r)$. Integratorul și derivatorul sînt realizate individual prin amplificatoarele operaționale $I$, respectiv $D$. În fig. 9.13 este dată schema de principiu a integratorului $I$. Relația ieșire-intrare este

$$u_e = \frac{k}{R_0 C}\int u_i \, dt = \frac{1}{T_i}\int u_i \, dt \qquad (9.13)$$

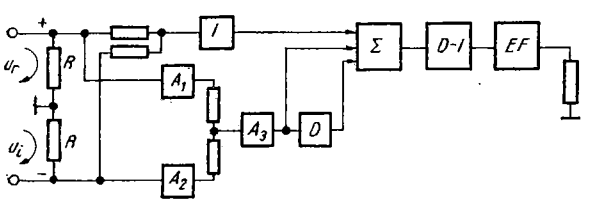



Fig. 9.12. Schema-bloc a regulatorului ELC 122.

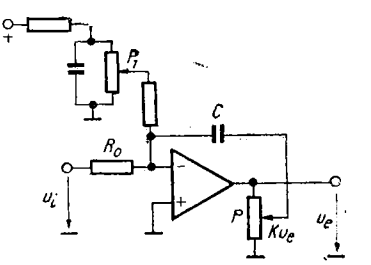



Fig. 9.13. Schema de principiu a integratorului I.

deci constanta de timp de integrare se ajustează din potențiometrul $P$. Curentul de polarizare al circuitului integrat este compensat cu ajutorul potențiometrului $P_1$, prin intermediul tensiunii de la bornele unei diode polarizate în sens direct, obținîndu-se și compensarea efectului variației temperaturii.

### 9.3.3. REGULATOARE ANALOGICE PENTRU PROCESE RAPIDE

În schemele de reglare automată a mărimilor fizice din acționările electrice se utilizează regulatoare cu acțiune continuă, de tip $P$, $I$, $PI$, $PD$ și $PID$. Circuitul electronic de bază al regulatorului este un amplificator de curent continuu diferențial sau cu modulare-demodulare, realizat fie cu componente discrete, fie — cel mai adesea în ultimul timp — cu circuite integrate.

Schema de principiu a unui regulator de tip $P$ pentru procese rapide este dată în fig. 9.14, unde $u_i$ și $u_r$ sînt mărimile de intrare și de reacție. Deoarece schema este practic identică cu cea a amplificatorului sumator ($R' = R_0/2$), iar la cele două intrări se aplică în opoziție tensiunile $u_i$ și $u_r$, regulatorul va efectua comparația mărimilor $u_i$ și $u_r$ (adică, suma tensiunilor $u_i$ și $-u_r$), precum și elaborarea mărimii de comandă, $u_c$, proporțională cu mărimea de acționare $u_a = u_i - u_r$. Coeficientul de amplificare al regulatorului este $k_p = R_1/R_0$. Dacă se înlocuiește rezistența $R_1$ cu o capacitate $C$ se obține un sumator-integrator, care reprezintă un regulator de tip $I$, cu constanta de timp de integrare $T_i = R_0C$. Schema de principiu a unui regulator $PI$ este dată în fig. 9.15 pentru care se pot scrie următoarele relații

$$i_0 \simeq \frac{u_i}{R_0} - \frac{u_r}{R_0} = \frac{1}{R_0} u_a; \quad i_0 \simeq -i_1 \tag{9.13}$$

$$u_c \simeq \frac{1}{C}\int i_1 \, dt + R_1 i_1 \tag{9.14}$$

din care se obține ecuația regulatorului, de forma (9.5).

La regulatorul $PD$, a cărui schemă este prezentată în fig. 9.16, pe lîngă relațiile (9.13) se pot scrie următoarele ecuații pentru circuitul de ieșire:

$$u_c \simeq R_2 i_2 + R_1 i_1; \quad i_2 \simeq \frac{1}{R_2}(u_c - R_1 i_1) \tag{9.15}$$

$$R_1 i_1 \simeq \frac{1}{C_2}\int i_c \, dt = \frac{1}{C_2}\int (i_2 - i_1) \, dt \cdot \tag{9.16}$$

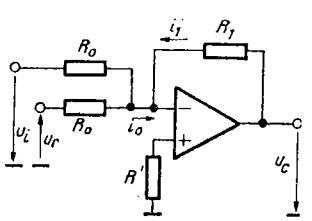



Fig. 9.14. Schema de principiu a unui regulator de tip P pentru procese rapide.

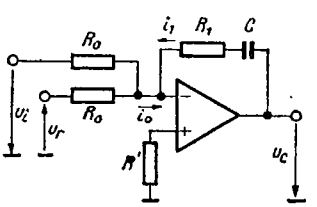



Fig. 9.15. Schema de principiu a unni regulator PI, pentru procese rapide.

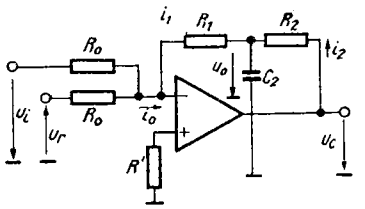


Fig. 9.16. Regulator PD pentru procese rapide.

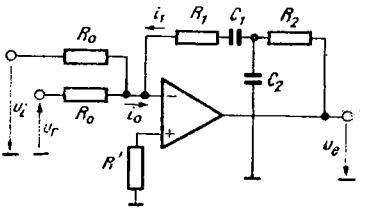


Fig. 9.17. Regulator PID pentru procese rapide.

Derivînd și înlocuind $i_1 \simeq i_0 = u_a / R_0$, rezultă

$$R_1 \frac{di_1}{dt} \simeq \frac{1}{C_2}(i_2 - i_1); \quad R_1 C_2 \frac{di_1}{dt} \simeq \frac{1}{R_2}(u_c - R_1 i_1) \tag{9.17}$$

$$u_c \simeq -k_p\left(u_a + T_d \frac{du_a}{dt}\right) \tag{9.18}$$

în care

$$k_p = \frac{R_1 + R_2}{R_2}; \quad T_d = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_2. \tag{9.19}$$

Regulatorul *PID* pentru procese rapide se obține prin combinarea efectelor obținute cu regulatoarele PI și PID, rezultînd schema din fig. 9.17.

## 9.4. CIRCUITE ELECTRONICE ÎN CADRUL ELEMENTELOR DE EXECUȚIE ALE SISTEMELOR AUTOMATE

### 9.4.1. INTRODUCERE

Elementele de execuție acționează asupra instalațiilor automatizate, modificînd fie debitul unui fluid într-o conductă, fie puterea electrică ce se convertește în instalație. După modul cum se realizează această modificare, elementele de execuție pot fi:

— cu acțiune discontinuă, dintre care cele mai răspîndite sînt elementele de execuție bipoziționale;

— cu acțiune continuă.

În cadrul elementelor de execuție bipoziționale electronice menționăm contactoarele statice monofazate sau trifazate, prezentate în § 2.6.

Elementele de execuție cu acțiune continuă se pot încadra în două categorii, după natura mărimii $x_m$:

— elementele de execuție care acționează un organ de reglare, mărimea de execuție $x_m$ fiind o deplasare. În varianta electrică de realizare, aceste elemente de execuție sînt servomotoare sau servomecanisme ce includ motoare electrice de c.a. sau c.c., de putere mică. Pentru comandă acestora se utilizează frecvent circuite electronice;

— elementele de execuție care modifică puterea electrică convertită în instalația automatizată. Dintre acestea, cele mai răspîndite sînt:

— redresoare comandate pentru electrotermie;

— mutatoare pentru automatizarea acționărilor electrice, din cadrul sistemelor în care acționarea electromecanică este instalația automatizată iar mutatorul este elementul de execuție.

### 9.4.2. COMANDA ELECTRONICĂ A SERVOMOTOARELOR

#### 9.4.2.1. Comanda electronică a servomotoarelor de c.c.

În fig. 9.18 este dată o schemă uzuală pentru comanda unidirecțională a motorului de c.c. Tranzistoarele $T_1$ și $T_2$ funcționează în contratimp, în clasă B, astfel încît tensiunea la bornele sarcinii este de forma unei tensiuni redresate dublă alternanță. În ipoteza că punctul de funcționare al tranzistoarelor nu ajunge în zona de saturație a caracteristicii statice, și curentul rezidual $I_{CB0}$ este neglijabil, curentul mediu prin motor se calculează ca la redresorul bialternanță, ținînd însă cont de coeficientul de amplificare în curent, $\beta_N$, al tranzistoarelor:

$$I_0 \simeq \frac{2}{\pi} \frac{\beta_N U_{mi}}{R_{int}}. \tag{9.20}$$

Rezistența de intrare, $R_{int}$, fiind constantă, rezultă că valoarea medie a curentului este proporțională cu amplitudinea $U_{mi}$ a semnalului aplicat la intrare.

O schemă de comandă bidirecțională a motorului de c.c. este dată în fig. 9.19, unde s-a considerat că înfășurarea de excitație a motorului este cu priză mediană. Particularitatea funcționării schemei constă în aceea că polaritatea tensiunii pe înfășurarea de excitație se inversează dacă faza tensiunii $u_1$ se inversează (inițial se consideră că $u_1$ și $u_0$ sînt fie în fază, fie în antifază). Un asemenea circuit se numește amplificator sensibil la fază. Tensiunea la bornele sarcinii are forma tensiunii redresate monoalternanță. Presupunînd că tensiunile $u_i$ și $u_0$ sînt în fază, tranzistorul $T_1$ va funcționa în semialternanțele negative și pe secțiunea $I$ a înfășurării de excitație se obține un curent, avînd sensul indicat de săgeata cu linie plină. Dacă se inversează faza tensiunii $u_1$, atunci în semialternanțele negative ale tensiunii $u_0$, cînd dioda $D$ este polarizată direct, va conduce tranzistorul $T_2$ și pe secțiunea $II$ a înfășurării de excitație se obține o tensiune redresată monoalternanță, la care corespunde sensul curentului, indicat de săgeata cu linie întreruptă.

O variantă îmbunătățită a schemei anterioare, în care pe secțiunile înfășurării de excitație se obțin tensiuni redresate dublă-alternanță, este dată în fig. 9.20. Presupunînd că tensiunile $u_i$ și $u_2$ sînt în fază, în semialternanța

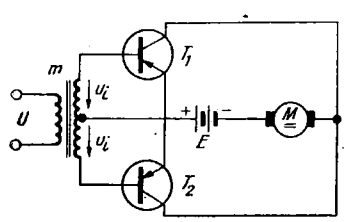



Fig. 9.18. Schemă de comandă unidirecțională a motorului de c.c.

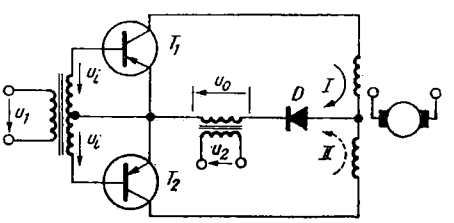



Fig. 9.19. Schemă de comandă bidirecțională a motorului de c.c.

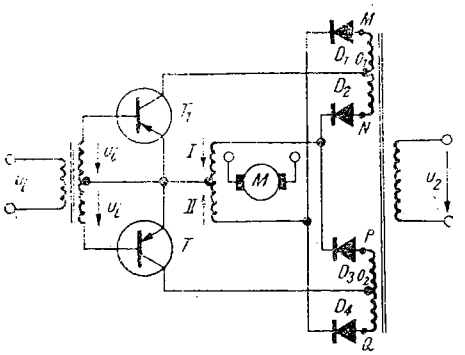


Fig. 9.20. Comanda bidirecțională a motorului de c.c.

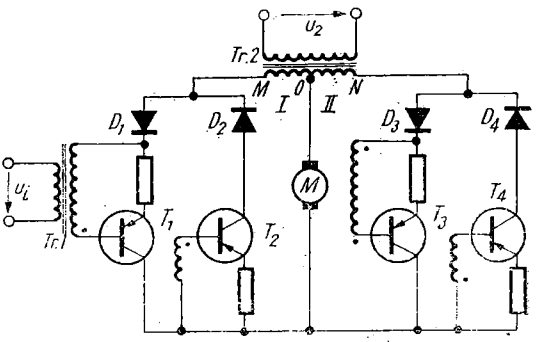


Fig. 9.21. Comanda pe indus a unui servomotor de c.c.

pozitivă este alimentată secțiunea I, pe următorul circuit: punctul $P$, $D_3$, secțiunea I, $T_2$, punctul $O_2$. În semialternanța negativă, aceeași secțiune este alimentată prin următorul circuit: punctul $N$, $D_2$, secțiunea $I$, $T_1$, punctul $O_1$. Deci, în cele două semialternanțe, curentul din secțiunea I are același sens, obținîndu-se o redresare dublă alternanță. Dacă se inversează faza tensiunii $u_i$, va fi alimentată secțiunea II, pe circuitul: punctul $M$, $D_1$, secțiunea II, $T_1$, punctul $O_1$ — în semialternanța pozitivă a tensiunii $u_2$ — și pe circuitul: punctul $Q$, $D_4$, secțiunea II, $T_2$, $O_2$ — în semialternanța negativă a tensiunii $u_2$.

Comanda pe indus a unui servomotor de c.c. printr-un amplificator sensibil la fază, dublă alternanță, se poate realiza cu schema dată în fig. 9.21. Transformatorul $Tr_1$ are 4 înfășurări secundare, care comandă tranzistoarele $T_1$—$T_4$. Dacă tensiunile $u_i$ și $u_2$ sînt în fază, în timpul semialternanțelor pozitive va conduce tranzistorul $T_4$, care primește polaritatea minus pe colector și pe bază. Circuitul în care se stabilește conducția este: borna $O$, motor, $T_4$, $D_4$, borna $N$. În timpul semialternanțelor negative, curentul se stabilește prin următorul circuit: borna $O$, motor, $T_2$, $D_2$, borna $M$. La inversarea fazei tensiunii $u_i$, se inversează polaritatea tensiunii la bornele motorului. În timpul semialternanței pozitive a tensiunii $u_2$, curentul rotoric se stabilește prin următorul circuit: borna $M$, $D_1$, $T_1$, motor, borna $O$, iar în timpul semialternanței negative — prin circuitul: borna $N$, $D_3$, $T_3$, motor, borna $O$.

### 9.4.2.2. Comanda electronică a servomotoarelor de c.a.

În servomotoarele de c.a. se utilizează, cel mai frecvent, motoarele asincrone bifazate. Comanda electronică a acestora se realizează prin alimentarea cu tensiune variabilă a înfășurării de comandă, tensiunea de excitație — decalată cu 90° față de cea de comandă — fiind constantă. La inversarea fazei tensiunii de comandă, se inversează sensul de rotație al motorului.

În fig. 9.22 este dată o schemă de alimentare a unui motor bifazat, de la un invertor în punte, realizat cu tranzistoarele $T_1$—$T_4$ și diodele de descărcare $D_1$—$D_4$. Dispozitivul de comandă $DC$ realizează deschiderea succesivă a perechilor de tranzistoare $T_1$, $T_4$ și $T_2$, $T_3$.

În fig. 9.23 este dată o schemă de comandă a unui motor bifazat, prin intermediul unui amplificator de putere lucrînd în clasă B. Semnalul de comandă,

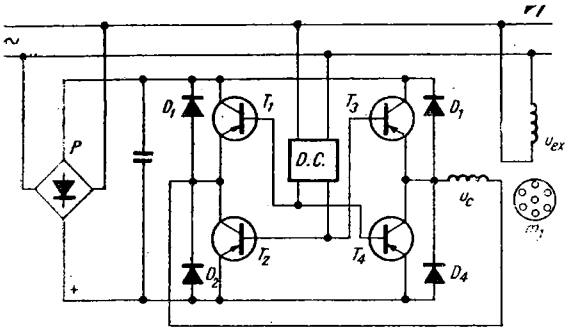



Fig. 9.22. Schema de alimentare a unui motor bifazat de la un invertor în punte.

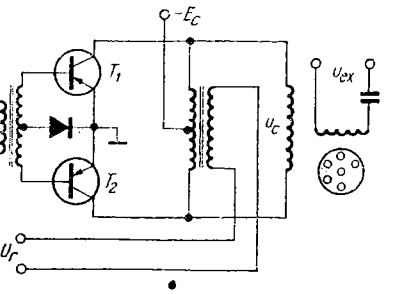



Fig. 9.23. Schema de comandă a unui motor bifazat printr-un amplificator de putere.

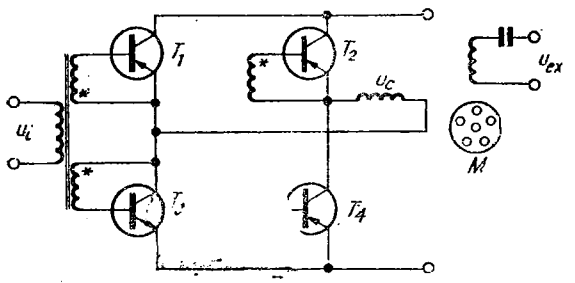



Fig. 9.24. Schemă în punte pentru comanda motorului bifazat.

$u_i$, este furnizat de un preamplificator, la care se transmite și semnalul de reacție $u_r$. Sensul de rotație a motorului se schimbă la inversarea fazei tensiunii de comandă.

O altă schemă, prezentată în fig. 9.24, utilizează pentru comanda motorului bifazat, 4 tranzistoare montate în punte. În semialternanța pozitivă a tensiunii $u_i$ conduc tranzistoarele $T_1$ și $T_4$, iar în semialternanța negativă — tranzistoarele $T_2$ și $T_3$. La inversarea fazei tensiunii $u_i$, se schimbă și faza tensiunii de comandă, astfel încît motorul bifazat reversează.

### 9.4.3. COMANDA MUTATOARELOR UTILIZATE CA ELEMENTE DE EXECUȚIE

Schema-bloc a circuitului de comandă al unui mutator este dată în fig. 9.25. Principalele elemente componente sînt:

— *Blocul de sincronizare, BS*, furnizează un ansamblu de tensiuni alternative, numite tensiuni de sincronizare, care sînt prelucrate în vederea generării impulsurilor de comandă pe grilă. Uneori, blocul de sincronizare produce și tensiuni alternative suplimentare, cu un defazaj reglat corespunzător, astfel încît — printr-o „comandă pe verticală" (adică, prin însumarea cu o tensiune continuă) — să se obțină limitările unghiurilor de aprindere în regim de redresor și în regim de invertor (unghiurile de gardă).

— *Blocul de limitare* realizează efectiv limitarea variației unghiului de aprindere, prin impunerea unor unghiuri de gardă. Așa cum s-a arătat, această limitare se poate obține și prin însumarea unor tensiuni continue, furnizate de blocul de limitare, cu tensiunile alternative suplimentare produse de blocul de sincronizare, ceea ce justifică legătura cu linia întreruptă din fig. 9.25.

— *Amplificatorul de intrare* modifică domeniul de variație a semnalului de comandă, realizează o amplificare în putere a acestuia și limitează viteza de variație a comenzii ce se transmite formatorului de impuls.

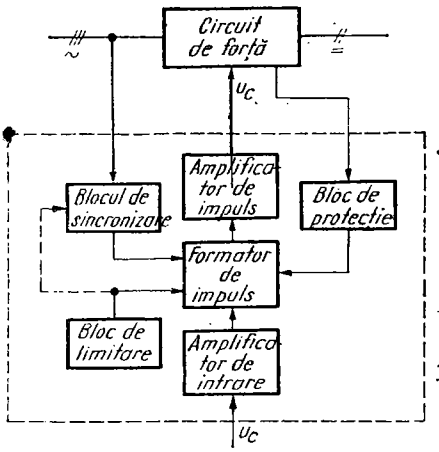



Fig. 9.25. Schema-bloc a circuitului de comandă al unui mutator.

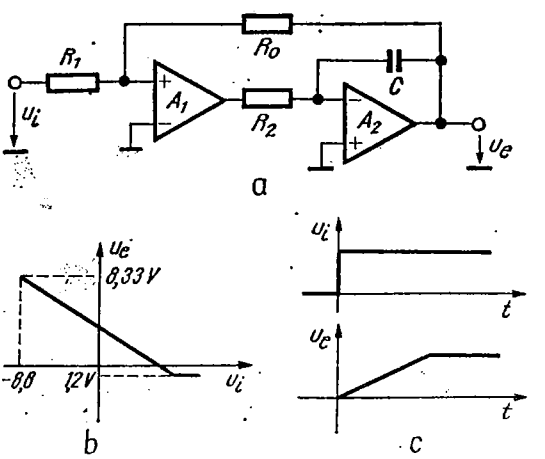



Fig. 9.26. Amplificatorul de intrare AI-1X, Y: *a* — schema-bloc; *b* — caracteristica statică; *c* — răspunsul la un semnal treaptă.

— *Formatorul de impuls* produce impulsuri cu fază ajustabilă prin intermediul tensiunii de comandă $u_{c1}$.

— *Amplificatorul de impuls* este un amplificator de putere, avînd ca sarcină circuitul grilă-catod al tiristorului. El trebuie să asigure parametrii impulsului de comandă pe grilă, atît sub aspectul puterii generate în impuls, cît și în ce privește forma acestuia. Cuplarea sarcinii (circuitul grilă-catod al tiristorului) la etajul final se face, de regulă, prin intermediul unui transformator de impuls, care realizează separarea galvanică a circuitului de forță față de circuitul de comandă.

— Blocul de protecție suprimă impulsurile de comandă pe grilă, atunci cînd apare o situație de avarie în circuitul de forță (de exemplu, cînd se arde o siguranță rapidă).

În cazul convertoarelor de 2 și de 4 cadrane mai intervin în plus blocuri logice, care sînt circuite secvențiale de comandă ce determină regimurile de funcționare ale mutatoarelor, în funcție de semnalele de la traductorul de curent și de la alte elemente ale dispozitivului de automatizare.

Pentru ilustrarea modului de realizare a circuitelor de comandă pe grilă, se vor prezenta în continuare cîteva module din cadrul schemei de principiu din fig. 9.25, așa cum sînt realizate în cadrul unor convertoare produse de Întreprinderea Electrotehnica București.

Amplificatorul de intrare de tip AI-1X,Y are schema bloc din fig. 9.26, *a* și caracteristica statică din fig. 9.26, *b*. La aplicarea unui semnal de intrare $u_i$, sub formă de treaptă, amplificatorul $A_1$ intră în saturație. Variația tensiunii de ieșire se aplică integratorului realizat cu amplificatorul $A_2$, rezistența $R_2$ și condensatorul $C$, astfel încît tensiunea $u_e$ începe să crească liniar în timp, pînă cînd $u_e = u_i$. În această situație, tensiunea la ieșirea amplificatorului $A_1$ revine la zero și tensiunea $u_e$ rămîne constantă (fig. 9.26, *c*).

Schema efectivă a amplificatorului de intrare este dată în fig. 9.27. Amplificatorul $A_1$ este realizat cu tranzistoarele $T_1$ și $T_2$, iar $A_2$ conține etajul amplificator de tensiune, $T_3$, și etajul final, realizat cu $T_4$ și $T_5$.

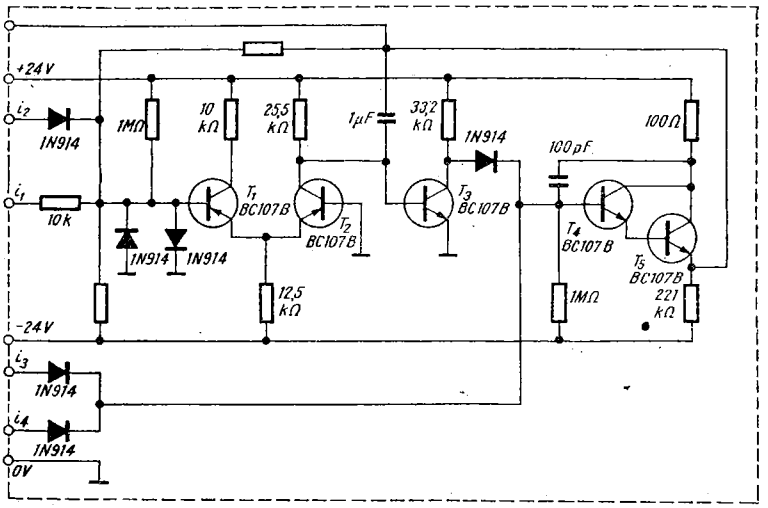



Fig. 9.27. Schema amplificatorului de intrare AI—IX, Y.

Formatorul de impuls, de tip DCG-1, are schema-bloc din fig. 9.28, *a*. Comanda la borna *5* este transmisă din blocul de sincronizare. Acesta conține un circuit defazor, la intrarea căruia se aplică tensiunea de sincronizare, urmat de un circuit basculant bistabil. Impulsul transmis la borna *S* este decalat cu 60° față de tensiunea anodică pe faza respectivă a circuitului de forță. El determină bascularea bistabilului $B_1$, a cărui tensiune de ieșire se transmite generatorului de tensiune liniar variabilă GTLV. Tensiunea $u_L$, produsă de acesta, se compară cu tensiunea $u_{c1}$. Cînd $u_L$ depășește tensiunea $u_{c1}$, semnalul de ieșire al comparatorului readuce bistabilul $B_1$ în starea inițială. Variația de tensiune, datorită basculării, determină apariția unui impuls la ieșirea unui circuit de derivare, care declanșează circuitul basculant monostabil, *M*. La ieșirea acestuia se obține impulsul de comandă, decalat față de impulsul dat la borna *S*, cu atît mai mult, cu cît tensiunea $u_{c1}$ este mai mare (adică, tensiunea $u_c$—mai mică). În fig. 9.28, *b* este dată diagrama semnalelor din circuit, care ilustrează funcționarea acestuia.

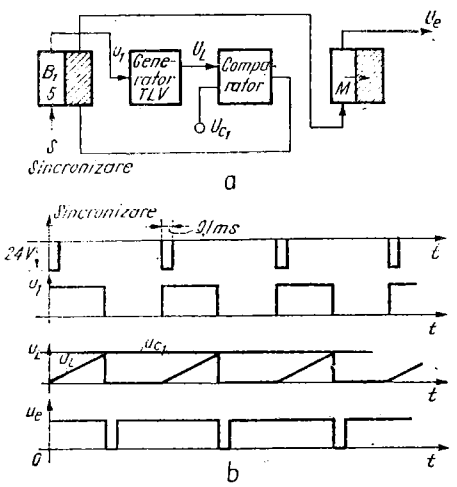



Fig. 9.28. Formatorul de impuls tip DCG-1:
*a* — schema-bloc; *b* — diagrama semnalelor.

Schema efectivă a formatorului de impuls $DCG_1$ este prezentată în fig. 9.29. Bistabilul $B_1$ este realizat cu tranzistoarele $T_1$ și $T_2$, generatorul GTLV — cu tranzistoarele $T_3$ și $T_4$, comparatorul — cu tranzistorul $T_5$, iar monostabilul — cu tranzistoarele $T_6$ și $T_7$.

Amplificatorul de impuls, tip AE, are schema de principiu din fig. 9.30. Primul etaj realizează funcția logică ȘI—NU. La o intrare se aplică semnalul

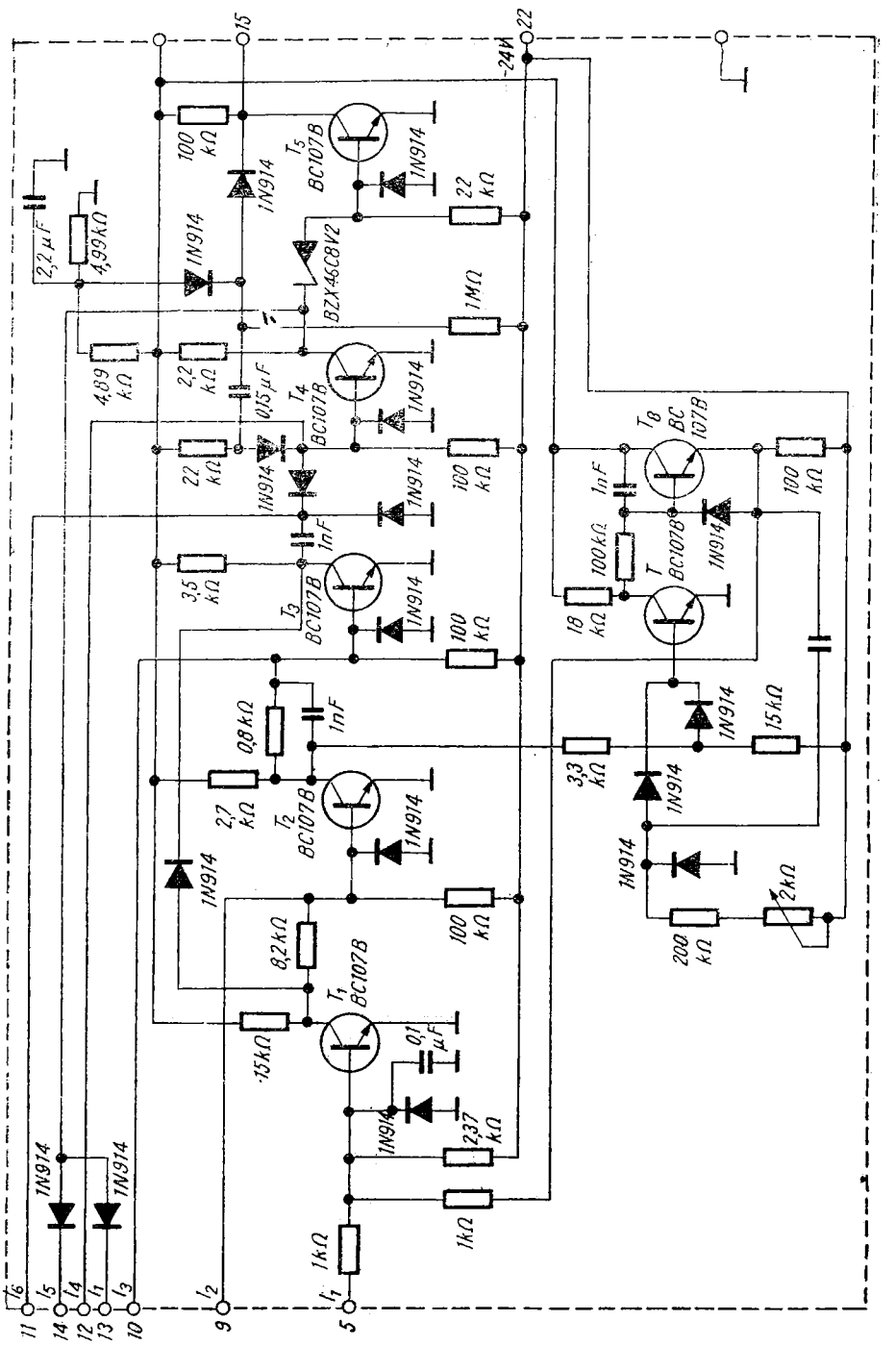



Fig. 9.29. Schema de principiu a formatorului de impuls tip DCG-1.

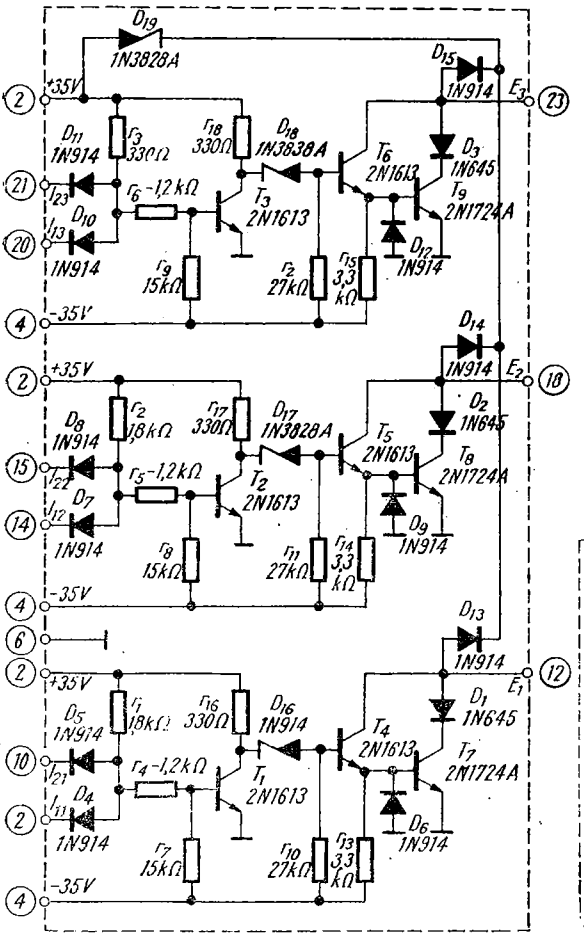



Fig. 9.30. Schema de principiu a amplificatorului de impuls tip AE.

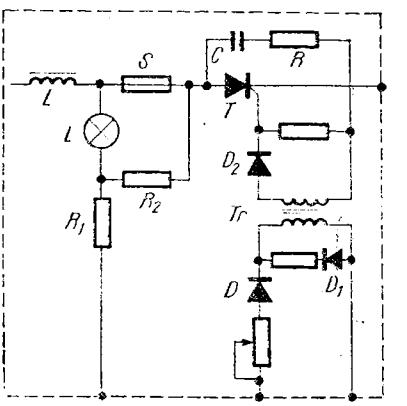



Fig. 9.31. Circuitele aferente unui tiristor.

dat de formatorul de impuls, de tip 0 sau 1, iar la cealaltă intrare se transmite un semnal logic, care autorizează sau nu generarea impulsului de comandă pe grilă. Dacă semnalul logic este 0, tranzistorul $T_1$ va fi blocat, indiferent de semnalul dat de formatorul de impuls. Dacă se aplică semnal logic 1, tranzistorul $T_1$ este saturat, atunci cînd semnalul dat de formatorul de impuls este 1, și blocat — cînd acest semnal este 0. Tranzistoarele $T_3$ și $T_4$ — formînd etajul final — se saturează, atunci cînd $T_1$ este blocat, astfel încît la ieșire se obține un semnal de aceeași formă, ca cel de la intrare, însă de putere mai mare. Borna de ieșire se conectează la transformatorul de impuls, montat în blocul de forță al mutatorului.

Circuitul de forță corespunde tipului de mutator adoptat. Schema circuitelor aferente unui tiristor din mutator este dată în fig. 9.31. Transformatorul de impuls $Tr$ reprezintă transformatorul de ieșire al etajului final, realizînd separarea galvanică a circuitului de forță, față de circuitele de comandă. Dioda $D_1$ este diodă de „descărcare", iar $D_2$ permite transmiterea pe grilă numai a impulsurilor pozitive. Grupul $R—C$ realizează protecția la supratensiuni și la gradient de tensiune; bobina $B$ limitează gradientul de curent. Circuitul este prevăzut cu lampa de semnalizare $L$, care se aprinde atunci cînd se arde siguranța rapidă $S$.

*ANEXA 2.1*

## RELAȚII GENERALE ALE REGIMULUI DEFORMANT

În cazul unui regim sinusoidal de tensiuni și curenți, sînt valabile următoarele relații între puterea aparentă $S$, puterea activă sau reală $P$ și puterea reactivă $Q$:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}; \tag{1}$$

$$S = UI; \tag{2}$$

$$P = UI \cos \varphi; \tag{3}$$

$$Q = UI \sin \varphi; \tag{4}$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}; \tag{5}$$

$$\sin \varphi = \frac{Q}{S} = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}. \tag{6}$$

Aceste relații justifică așa-numitul *triunghi al puterilor* din fig. A2.1, *a* în care $\varphi$ este defazajul dintre tensiunea sinusoidală $u$ și curentul sinusoidal $i$.

În cazul unui regim nesinusoidal sau deformant, între puterile produse de o tensiune $u = \sqrt{2}\sum_n U_n \sin (n\omega t + \alpha_n)$ și un curent $i = \sqrt{2}\sum_n I_n \sin (n\omega t + \beta_n)$, se stabilesc următoarele relații:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}; \tag{7}$$

$$S = \sqrt{\Sigma U_n^2}\sqrt{\Sigma I_n^2} = UI; \tag{8}$$

$$P = \Sigma U_n I_n \cos \varphi_n; \tag{9}$$

$$Q = \Sigma U_n I_n \sin \varphi_n;$$

$$D = \sqrt{\Sigma U_m^2 I_n^2 + U_n^2 I_m - 2U_n I_m I_n \cos (\varphi_m - \varphi_n)} \tag{10}$$

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}; \tag{11}$$

$$\sqrt{1 - \lambda_r^2} = \frac{Q}{S} = \frac{Q}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \tag{12}$$

$$\lambda_r = \sqrt{1 - \left(\frac{Q}{S}\right)^2}, \tag{13}$$

în care: $\varphi_n = \alpha_n - \beta_n$ și $\varphi_m = \alpha_m - \beta_m$;

$\lambda$ — factorul de putere activă în regim deformant;

$\lambda_r$ — factorul de putere reactivă în regim deformant;

$D$ — puterea deformantă.

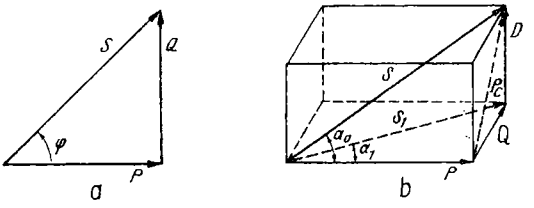



Fig. A.2.1. Diagrame energetice în regimul sinusoidal și în regimul deformant:
*a* — triunghiul puterilor; *b* — paralelipipedul puterilor.

Relațiile de mai jos justifică așa-numitul *paralelipiped al puterilor* din fig. A2.1, *b*, în care $P_c = \sqrt{Q^2 + D^2}$ este puterea fictivă sau complimentară.
Se vede că:

$$\cos \alpha_0 = \frac{P}{S} = \lambda; \tag{14}$$

$$\cos \alpha_1 = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}; \tag{15}$$

$$\cos \alpha_0 \leqslant \cos \alpha_1 \leqslant 1. \tag{16}$$

În cazul cînd tensiunea este sinusoidală și numai curentul este nesinusoidal, relațiile (11) și (13) se reduc la:

$$\lambda = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1; \tag{17}$$

$$\lambda_r = \sqrt{1 - \frac{I_1^2}{I^2} \sin^2 \varphi_1}, \tag{18}$$

în care: $I_1$ este valoarea eficace a fundamentalei curentului;
$I$ — valoarea eficace totală a curentului;
$\varphi_1$ — defazajul dintre fundamentala curentului și tensiune.

*ANEXA S.1*

## STABILIREA SCHEMEI DE SIMULARE ANALOGICĂ A UNUI MOTOR DE C.C.

În cele ce urmează este prezentat un exemplu de întocmire a schemei pentru simularea analogică a unui motor de c.c.
Modelul matematic al motorului, cu notațiile uzuale ale parametrilor și mărimile fizice, este

$$u - e = L \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + ri; \qquad e = C_e n \Phi \tag{8.49}$$

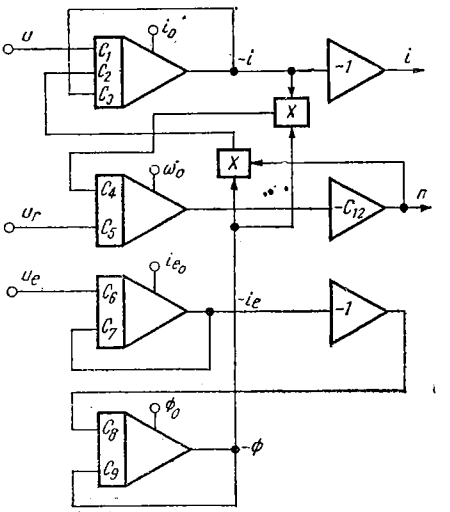
$$J \frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = M - M_r; \qquad M = C_m \Phi i \tag{8.50}$$

$$u_e = L_e \frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t} + r_e i_e; \qquad n = \frac{30}{\pi} \cdot \omega \tag{8.51}$$

$$T_\Phi \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t} + \Phi = K_\Phi i_e \tag{8.52}$$

în care tensiunea rotorică, $u$, tensiunea de excitație $u_E$ și cuplul rezistent, $M_r$, sînt mărimi de intrare, iar turația $n$ și curentul rotoric $i$ sînt mărimi de ieșire. După aplicarea coeficienților

Fig. 8.48. Schema de simulare analogică a unui motor de c.c.




de scară, păstrînd pentru mărimile din calculator aceleași notații ca în sistemul fizic simulat, modelul (8.41)—(8.44) se poate pune sub forma

$$\frac{di}{d\tau} = c_1 u - c_2 n\Phi - c_4 i \qquad (8.53)$$

$$\frac{d\omega}{d\tau} = c_1 \Phi i - c_3 M_r; \quad n = c_{10} \qquad (8.54)$$

$$\frac{di_e}{d\tau} = c_6 u_e - c_7 i_e \qquad (8.55)$$

$$\frac{d\Phi}{d\tau} = c_8 i_e - c_9 \Phi. \qquad (8.56)$$

Schema de simulare analogică este dată în figura 8.48.

*ANEXA 8.2*

## CONEXIUNILE EXTERIOARE ALE MICROPROCESORULUI INTEL 8080

În continuare va fi prezentată semnificația legăturilor exterioare, cu observația că săgeata indică sensul vehiculării informației.

$A_0 \ldots A_{15}$ — legături la magistrala de adrese a microsistemului.

$D_0 \ldots D_7$ — legături la magistrala de date a microsistemului.

$\Phi_1$ și $\Phi_2$ — semnale de orologiu extern, care permit sincronizarea operațiilor din microsistem.

SYNC — semnal de sincronizare generat de microprocesor.

DBIN (Data Bus Input) — semnal generat de microprocesor ce indică magistrala de date liberă și poate accepta noi date.

READY — semnal exterior ce indică o dată accesibilă.

WAIT — semnal de informare a perifericelor că microprocesorul se află în faza de așteptare.

WR — semnal către memorie sau periferice cu semnificația că o dată este accesibilă transferului pe magistrală.

HOLD — semnal emis de periferic prin care cere eliberarea magistralei de date și adrese în scopul transferului.

HOLDA (Hold Acknowlldge) — semnalizarea trecerii microprocesorului în starea HOLD.

INT (Interrupt Request) — cerere externă de întrerupere.

INTE (Interrupt Enable) — un semnal care indică dacă microprocesorul se află sau nu într-o stare de întrerupere.

RESET — semnal de aducere la zero a numărătorului de adrese pentru începerea execuției programului.

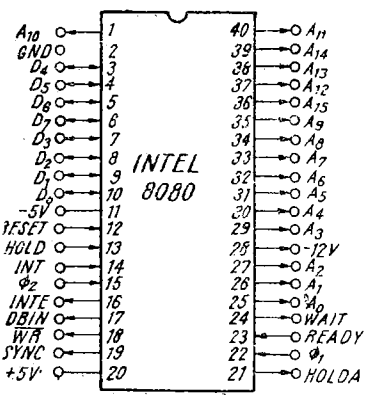



Fig. 8.49. Schema de conexiuni a microprocesorului Intel 8080.

Microprocesorul se alimentează la tensiunile ±5 V și −12 V.

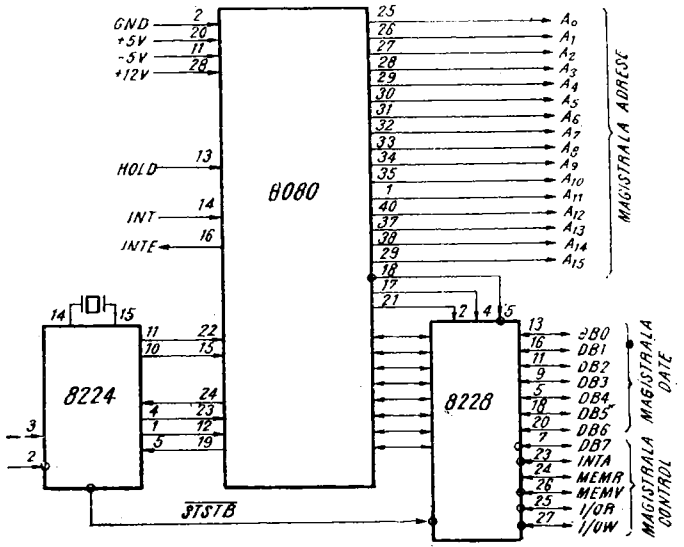



Fig. 8.50. Conectarea unității de prelucrare a informației Intel 8080.

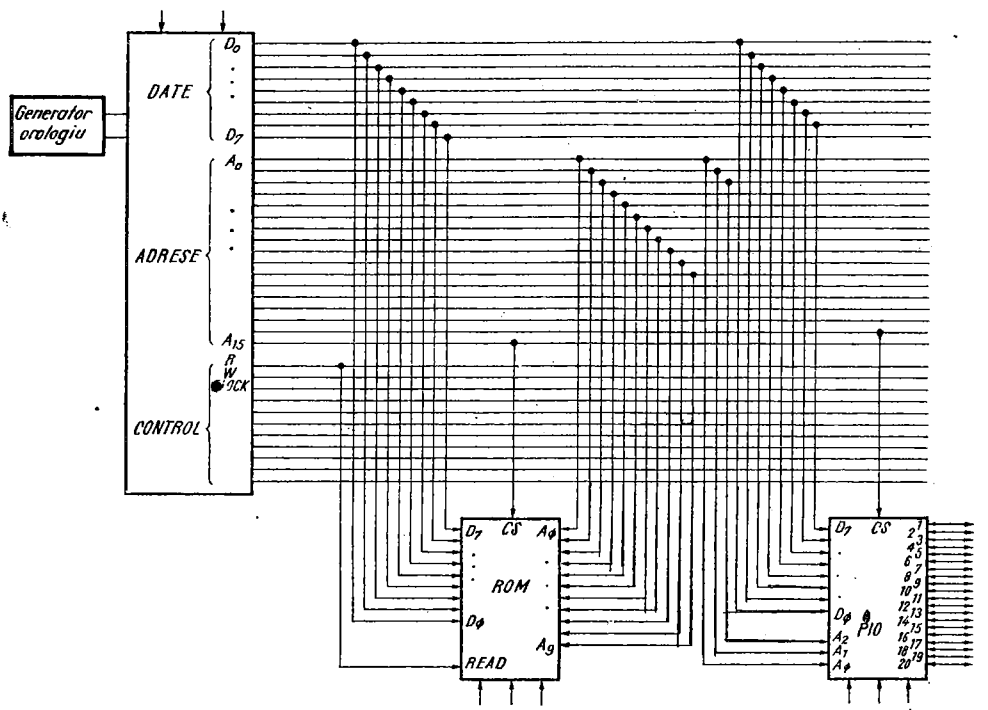



Fig. 8.51. Conectarea circuitelor de memorie și de interfață la Intel 8080.

## CONECTAREA UNITĂȚII DE PRELUCRARE A INFORMAȚIEI INTEL 8080

Microprocesorul are 40 pini pentru legătura cu circuitele exterioare, fiind necesară introducerea circuitului amplificator de magistrală 8228.

Microprocesorul este alimentat cu $\pm$ 5 V și 12 V și de două semnale de orologiu.

Magistrala de date are 8 biți.

Conectarea circuitelor de memorie și de interfață se poate face ca în fig. 8.51.

S-a considerat un circuit PIO echipat cu opt registre interne selectate prin liniile $A_0$, $A_1$, $A_2$ de pe magistrala de adrese.

Memoria ROM este selectată prin conexiunea A15, iar circuitul PIO prin linia A14 de pe magistrala de adrese.

Conectarea unei memorii RAM sau a altor circuite de interfață se face în mod similar.

## BIBLIOGRAFIE


1. Damachi, E., Tunsoiu, A., Doboș, L., Tomescu, N. *Electronică*, Editura didactică și pedagogică, București, 1979.
2. Gray, P. E., Searle, C. L. *Bazele electronicii moderne*, vol. I—II, Editura tehnică, București, 1973.
3. Constantin, P., Bîrca-Galățeanu, S. ș.a. *Electronică industrială* (pentru subingineri), Editura didactică și pedagogică, București, 1976.
4. Săvescu, M. ș.a. *Circuite electronice*, vol. I, II și III. Editura tehnică, București, 1967 și 1969.
5. Damachi, E., Dănilă, Th., Tunsoiu, A. *Electronică industrială*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1969.
6. Vatășescu, A. ș.a. *Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare.* Editura tehnică, București, 1975.
7. Bulucea, C. ș.a. *Circuite integrate liniare.* Editura tehnică, București, 1976.
8. Cătuneanu, V., Iancu, O., Drăgulinescu, M. *Materiale și componente electronice*, Editura didactică și pedagogică, București, 1972.
9. Kelemen, A., Imecs, M., *Mutatoare.* Editura didactică și pedagogică, 1979.
10. Constantin, P., Radu, O. *Tranzistoare unijoncțiune. Aplicații.* Editura tehnică, București, 1976.
11. Nicolau, Ed. *Manualul inginerului electronist. Măsuri electronice*, Editura tehnică, București, 1979.
12. Naslin, P. *Circuite logice și automatizări secvențiale.* Editura tehnică, București, 1967.
13. Sprînceană, N., Dobrescu, R., Borangiu, Th. *Automatizări discrete în industrie*, Editura tehnică, București, 1978.
14. Ceangă, E., Tusac, I., Miholca, C. *Electronică industrială și automatizări*, Universitatea din Galați, 1979.
15. Dan, J., Moscanu, A. *Redresoare cu semiconductoare.* Editura tehnică, București, 1975.
16. Dancea, I. *Microprocesoare. Arhitectură internă, programare, aplicații.* Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1979.
17. Vătășescu, A. *Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare.* Editura tehnică, București, 1975.
18. Diode și tiristoare. *Catalog IPRS-Băneasa.* București, 1976—77.
19. Muntean, I. *Sinteza automatelor finite.* Editura tehnică, București, 1977.
20. Necula, N. *Circuite logice; sinteza automată; circuite multiprag.* Editura Academiei, București, 1972.
21. Maican, S. *Sisteme numerice cu circuite integrate.* Editura tehnică, 1980.
22. Sandu, D. *Probleme moderne de tehnica impulsurilor.* Editura Academiei, București, 1975.
23. Pop, E. *Principii și metode de măsurare numerică.* Editura Facla, Cluj-Napoca, 1977.
24. *Manualul inginerului electrician.* Vol. III. Ed. tehnică, București, 1956.
25. Fransua, Al., ș.a. *Mașini și sisteme de acționări electrice.* Editura tehnică, București, 1978.
26. Ristea, I. ș.a. *Manualul muncitorului electronist.* Editura tehnică, București, 1980.
27. ICCE-București. *Catalog componente electronice.* 1980.
28. Dodescu, Ghe. ș.a. *Minicalculatoare.* Ed. tehnică, București, 1977.
29. Constantin, P., Creangă, E., Buzuloiu, V., Rădoi, C., Neagoe, V. *Electronică industrială*, E.D.P, București, 1980.